



Universidade de Aveiro Departamento de Electrónica,
2011 Telecomunicações e Informática

**JOSÉ ANTONIO
RODRÍGUEZ NEGRO**

**Sistema Multi-Antena para Medição do Canal Rádio
Direccional**



Universidade de Aveiro Departamento de Electrónica,
2011 Telecomunicações e Informática

**JOSÉ ANTONIO
RODRÍGUEZ NEGRO**

**Sistema Multi-Antena para Medição do Canal Rádio
Direccional**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Prof. Doutor Armando Carlos Domingues da Rocha, Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro.

Dedicado a todos os que confiaram em mim, obrigado.

Uma viagem de mil milhas começa com um único passo.

o júri

presidente

Prof. Doutor João Nuno Pimentel da Silva Matos
Professor Associado da Universidade de Aveiro

Prof. Doutor Victor Daniel Neto dos Santos
Professor Adjunto do Departamento de Engenharia Electrotécnica do Instituto Superior de Engenharia de Coimbra

Prof. Doutor Armando Carlos Domingues da Rocha
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro (Orientador)

agradecimentos

Ao meu orientador da Universidade de Aveiro, o Dr. Armando Rocha pela possibilidade de realizar esta tese baixo a sua supervisão e pela sua confiança, atenção e acolhimento, também a Mestre Susana Mota pela sua disposição a resolver constantes dúvidas e perguntas. Não posso olvidar a imprescindível ajuda prestada pelo Paulo Gonçalves, técnico do IT de Aveiro, apelo apoio na soldadura de diminutos componentes. Muito obrigado pela oportunidade de trabalhar e aprender com vocês.

Ao Dr. Fernández Pérez Fontán, meu tutor na Universidade de Vigo, pela grande oportunidade proporcionada para a realização desta tese, a confiança depositada ao longo de todo o trabalho e por ensinar as comunicações desde um ponto de vista mais prático e mais útil.

A Aveiro por ser uma cidade inesquecível a que sempre apetece voltar. E a toda a gente que conheci nessa cidade durante o Erasmus que fez desse ano uma experiência única e inesquecível.

A todas as pessoas do meu ginásio, o Shotokan, por esses treinos únicos no mundo, pela sua amizade e por esses jantares.

Aos meus amigos e amigas de sempre, aos de Aveiro, a Maura por toda a ajuda prestada ao início desta aventura sem apenas conhecermos e pela sua simpatia que a faz única, aos do “vale” por todos os momentos juntos e o apoio mostrado ao longo dos anos.

A minha tia, M. Carmen por todo o carinho ao longo de todos estes anos, pela confiança cega, pelos seus conselhos e pela sua forma de ser e também ao Jaime pela sua confiança.

A minha namorada Míriam, por estar sempre ao meu lado, desde as práticas de há anos até hoje, por esse maravilhoso ano em Aveiro que passou voando, por ajudar-me nos momentos difíceis, pela sua compreensão, por ser ela em si mesma, por todos esses momentos inesquecíveis ao seu lado, sem ela isto não seria possível. É a sua família por tratar-me como um mais.

Ao meu irmão, David, por ser como é, pela sua forma de ver as coisas, por ensinar-me tantas coisas ainda que não o pareça.

A toda a minha família, os que estão e os que já não. Aos meus pais, porque sem eles isto não seria possível, por permitir-me desde pequeno desmontar todo aparelho que caísse nas minhas mãos, por orientar-me e aconselhar-me ao longo de todos estes anos, por ensinar-me a ver as coisas de uma forma tranquila, por me demonstrarem que com vontade e trabalho tudo se pode conseguir, por educar-me como o fizeram, por demonstrar-me o seu apoio constantemente, por permanecer sempre ao meu lado neste longo caminho e não duvidar em nenhum momento.

palavras-chave

Canal direccional, Multipercurso, *channel sounder*, MIMO, propagação, resposta impulsiva, medidas de canal rádio, *array* sintético, calibração *channel sounder*

resumo

A grande repercussão das comunicações sem fios na actualidade requiere uma contínua investigação para cumprir com as exigências de largura de banda e qualidade de serviço que lhe são pedidas. A medição e caracterização do canal rádio abre uma porta à melhoria nos sistemas actuais e futuros mediante um aproveitamento mais eficiente de todos os recursos.

Nesta tese é proposto um sistema multi-antena de medição do canal rádio direccional, *channel sounder*, mediante a técnica de varrimento em frequência implementada com um analisador de redes. Este sistema possui, em recepção, um *array* de quatro elementos que é movimentado por uma plataforma de posicionamento X-Y para dar origem a um *array* sintético com um número de elementos configurável mediante *software*.

Numa primeira parte do trabalho são apresentados os fundamentos teóricos do canal rádio junto com uma breve exposição das distintas técnicas existentes para a medição do canal, de seguida mostram-se as distintas arquitecturas dos *channel sounders* e apresenta-se o sistema proposto.

A parte central deste trabalho descreve todo o processo de desenho, construção, verificação e posterior integração dos distintos elementos do sistema. Também é adicionado um capítulo respeitante ao *software* de controlo e aquisição de dados.

Uma parte importante do trabalho foi a calibração do sistema, a qual está representada neste trabalho mediante uma descrição das técnicas mais empregadas, para posteriormente descrever em profundidade o método aplicado ao sistema construído.

Finalmente é incluída uma descrição do cenário de provas e uma descrição pormenorizada destas, posteriormente apresentam-se os resultados obtidos e realiza-se a sua análise em detalhe. Também são propostas linhas futuras de trabalho.

keywords

Directional channel, Multipath, channel sounder, MIMO, radio propagation, impulsive response, channel radio measurements, synthetic array, channel sounder calibration

abstract

The big repercussion of wireless communications nowadays requires of a continuous research to achieve with the demands in bandwidth and quality of service. The measurement and characterization of the radio channel opens a door to the improvement of present and future systems and to a more efficient use of all resources.

In this work a multi-antenna system for directional radio channel was proposed. This channel sounder uses the frequency sweep technique implemented with a vector network analyser. This system has, in the receiving section, a four element array that is moved by an X-Y positioning system to give origin to a synthetic array with a software configurable number of elements.

In the first part of the work, the theoretic fundamentals of the radio channel were exposed with a short exposition of the various existing techniques for the radio channel measurement, immediately the different possible architectures for channel sounder are showed and finally the proposed system is presented.

The main part of this work describes all process of design, construction, checking and later integration of different elements of the system. Also a chapter is dedicated to the software for system control and data acquisition.

An important part of the work was the system calibration that introduced by a description of the most used techniques; afterwards the method applied to the designed system was explained in depth.

Finally, is included a description of the test scene and a detailed description of the test that were done, later the obtained results are presented and data are analysed in depth.

palabras clave

Canal direccional, multitrayecto, *channel sounder*, MIMO, propagación radio, respuesta impulsiva, medidas de canal radio, *array* sintético, calibración *channel sounder*

resumen

La gran repercusión de las comunicaciones sin hilos en la sociedad actual requiere una continua investigación para cumplir con las exigencias de ancho de banda y calidad de servicio que le son demandas. La medición y caracterización del canal radio abre una puerta a la mejora de los sistemas actuales y futuros mediante un aprovechamiento más eficiente de todos los recursos.

En este proyecto se propone un sistema multi-antena de medición del canal radio direccional, *channel sounder*, mediante la técnica de barrido en frecuencia implementada con un analizador de redes. Este sistema posee en recepción un *array* de cuatro elementos que es desplazado por una plataforma de posicionamiento X-Y para dar origen a un *array* sintético con un número de elementos configurable mediante software.

En una primera parte del trabajo son presentados los fundamentos teóricos del canal radio junto a una breve exposición de las distintas técnicas existentes para la medición del canal, seguidamente se muestran las distintas arquitecturas posibles de los *channel sounders* y se presenta el sistema propuesto.

La parte central de este trabajo describe todo el proceso de diseño, construcción, verificación y posterior integración de los distintos elementos del sistema. También se dedica un capítulo al software de control y adquisición de datos.

Una parte importante del trabajo fue la calibración del sistema, la cual se encuentra representada mediante una descripción de las técnicas más empleadas, posteriormente se describe en profundidad el método aplicado al sistema construido.

Finalmente es incluida una descripción del escenario de pruebas y una descripción pormenorizada de estas, posteriormente son presentados los resultados obtenidos y se realiza su análisis en detalle. También son propuestas unas líneas futuras de trabajo.

Índice temático

Índice temático.....	xvii
Índice de tabelas.....	xix
Índice de figuras	xxi
Lista símbolos.....	xxv
Lista de acrónimos.....	xxvii
1. Introdução.....	1
2. Caracterização do canal direccional de banda larga.....	3
2.1 Descrição das características do canal rádio.....	3
2.2 Sistemas MIMO	4
2.3 Métodos de medição da resposta impulsiva	6
2.3.1 Método do pulso periódico.....	6
2.3.2 Técnicas de compressão de pulsos.....	7
2.3.3 Métodos de varrimento em frequência.....	8
2.4 Medição do canal direccional.....	11
2.4.1 Arquitectura dum <i>channel sounder</i>	11
2.4.2 <i>Array</i> de antenas	14
2.4.3 <i>Array</i> sintético.....	17
2.5 Sistema proposto.....	18
3. Desenho e construção.....	21
3.1 Placa do amplificador	21
3.1.1 Escolha de componentes e desenho do esquemático	21
3.1.2 Desenho do PCB.....	24
3.1.3 Construção e testes da placa do amplificador.....	29
3.2 Placa do <i>switch</i>	35
3.2.1 Escolha de componentes e desenho do esquemático	35
3.2.2 Desenho do PCB.....	37

3.2.3	Construção e testes da placa do <i>switch</i>	39
3.3	Placa de alimentação	43
3.3.1	Escolha de componentes e desenho do esquemático	43
3.3.2	Desenho do PCB.....	45
3.3.3	Construção e testes da placa de alimentação.....	45
3.4	Antenas	46
3.4.1	Antena transmissora.....	47
3.4.2	Antenas receptoras.....	48
3.5	Integração do sistema	50
4.	<i>Software de controlo e aquisição</i>	53
4.1	Desenvolvimento	54
4.2	Interface com o usuário	56
4.3	Estrutura dos ficheiros de dados.....	57
5.	Calibração	59
5.1	Métodos de calibração.....	60
5.2	Processo de calibração	65
5.2.1	Medidas na câmara anecóica	65
5.2.2	Método empregado.....	70
6.	Provas e resultados	73
6.1	Descrição do cenário	73
6.2	Descrição das provas	74
6.3	Análise dos resultados.....	75
7.	Conclusões e linhas futuras	85
A.	Anexo I: Medições dos amplificadores com o analisador de espectros	87
B.	Anexo II: Medições dos <i>switchs</i> com o analisador de espectros	91
	Bibliografia.....	95

Índice de tabelas

Tabela 3.1: Características dos amplificadores.....	22
Tabela 3.2: Características do substrato FR-4	26
Tabela 3.3: Resumo das medições das placas dos amplificadores.....	33
Tabela 3.4: Resumo das características dos comutadores	36
Tabela 3.5: Coeficiente de reflexão e isolamentos medidos no <i>switch</i> número 1	42
Tabela 3.6: Coeficiente de reflexão e isolamentos medidos no <i>switch</i> número 2	42
Tabela 3.7: Resumo dos consumos eléctricos teóricos.....	43
Tabela 6.1: Resumo dos tempos de exploração	84

Índice de figuras

Figura 2.1: Comparação entre canal de banda larga e canal de banda estreita.....	3
Figura 2.2: Descrição matricial dum canal MIMO e as suas variações.....	5
Figura 2.3: Diagrama de blocos básico de um <i>channel sounder</i>	11
Figura 2.4: Arquitectura " <i>fully switched</i> " (esquerda) e " <i>fully parallel</i> " (direita)	13
Figura 2.5: Fotografia de um <i>array</i> linear de 8 elementos de tipo <i>planar</i>	15
Figura 2.6: Fotografia de um <i>array</i> quadrado de 14 x 14 elementos	16
Figura 2.7: Fotografias de <i>arrays</i> : cilíndrico, semiesférico, esférico	17
Figura 2.8: Digrama de esquemático do sistema proposto	18
Figura 2.9: Deslocamento do agregado real sobre o agregado virtual	20
Figura 3.1: Desenho esquemático da placa do amplificador	23
Figura 3.2: Diagrama linha de transmissão <i>microstrip</i>	25
Figura 3.3: Viragem de 90° numa linha <i>microstrip</i> e circuito equivalente.....	26
Figura 3.4: Geometria dum furo metalizado	28
Figura 3.5: Indutância de um furo metalizado num substrato de cobre de 2 mil	28
Figura 3.6: Desenho da placa do amplificador	29
Figura 3.7: Placa do amplificador com todos os componentes soldados.....	30
Figura 3.8: Coeficiente de reflexão, coordenadas polares: amplificador 1.....	33
Figura 3.9: Coeficiente de reflexão na carta de Smith: amplificador 1	34
Figura 3.10: Ganho (dB): amplificador 1	34
Figura 3.11: Desenho esquemático da placa do <i>switch</i>	37
Figura 3.12: Desenho da placa do <i>switch</i>	38
Figura 3.13: Placa do <i>switch</i> com todos os componentes soldados.....	40
Figura 3.14: Coeficiente de reflexão da entrada 1: <i>switch</i> 1	41
Figura 3.15: Atenuação da entrada 1: <i>switch</i> 1	41
Figura 3.16: Desenho esquemático da placa de alimentação	44
Figura 3.17: Desenho da placa de alimentação	45
Figura 3.18: Placa de alimentação com todos os componentes soldados.....	45
Figura 3.19: Diagrama de radiação antena transmissora.....	47
Figura 3.20: Coeficiente de reflexão da antena discónica e fotografia	48
Figura 3.21: Diagrama de radiação do monopolo e fotografia da antena	48
Figura 3.22: Coeficiente de reflexão a entrada dos monopolos.....	49
Figura 3.23: Fotografia do suporte com as antenas montadas.....	50

Figura 3.24: Detalhe da parte inferior do sistema já completo.....	51
Figura 3.25: Fotografia do sistema completo com todos os sistemas externos	52
Figura 4.1: Diagrama de blocos geral do software de controlo.....	54
Figura 4.2: Diagrama de blocos simplificado do processo de medição	56
Figura 4.3: Interface com o usuário em LabVIEW	57
Figura 4.4: Exemplo de ficheiro frp	58
Figura 5.1. Relação entre o DOA e o agregado de antenas.....	61
Figura 5.2: Coeficiente de reflexão unidades logarítmicas antena de hélice	66
Figura 5.3: Aspecto do sistema no interior da câmara anecóica	66
Figura 5.4: Medida das antenas em coordenadas polares	68
Figura 5.5: Medida do conjunto antena mais amplificador em coordenadas polares.....	68
Figura 5.6: Medida da antena, amplificador e <i>switch</i> 1 em coordenadas polares.....	69
Figura 5.7: Medida da antena, amplificador e <i>switch</i> 2 em coordenadas polares.....	70
Figura 5.8: Factores de correcção para as quatro antenas em coordenadas polares	72
Figura 6.1: Plano do cenário das medidas (Laboratório 345 do DETI)	73
Figura 6.2: Fotografias do transmissor (esquerda) e do receptor (direita)	74
Figura 6.3: Resposta impulsiva média, 8x8 elementos espaçados $\lambda/2$, medida <i>mono</i>	76
Figura 6.4: Resposta impulsiva média, 8x8 elementos espaçados $\lambda/2$, medida <i>multi</i>	76
Figura 6.5: Resposta impulsiva média, 20x20 elementos espaçados $\lambda/4$, medida <i>mono</i>	77
Figura 6.6: Resposta impulsiva média, 20x20 elementos espaçados $\lambda/4$, medida <i>multi</i>	77
Figura 6.7: Resposta impulsiva média, 20x20 elementos espaçados $\lambda/10$, medida <i>mono</i>	78
Figura 6.8: Resposta impulsiva média, 20x20 elementos espaçados $\lambda/10$, medida <i>multi</i>	78
Figura 6.9: Detalhe dos primeiros 250 ns, medida 8x8 elementos <i>mono</i>	79
Figura 6.10: Detalhe dos primeiros 250 ns, medida 8x8 elementos <i>multi</i>	79
Figura 6.11: Estimativas SAGE, 8x8 elementos espaçados $\lambda/2$, medida <i>mono</i>	81
Figura 6.12: Estimativas SAGE: 8x8 elementos espaçados $\lambda/2$, medida <i>multi</i>	81
Figura 6.13: Estimativas SAGE: 20x20 elementos espaçados $\lambda/4$, medida <i>mono</i>	82
Figura 6.14: Estimativas SAGE: 20x20 elementos espaçados $\lambda/4$, medida <i>multi</i>	82
Figura 6.15. Estimativas SAGE: 20x20 elementos espaçados $\lambda/10$, medida <i>mono</i>	83
Figura 6.16: Estimativas SAGE: 20x20 elementos espaçados $\lambda/10$, medida <i>multi</i>	83
Figura A.1: Coeficiente de reflexão coordenadas polares: amplificador 2	87
Figura A.2: Coeficiente de reflexão na carta de Smith: amplificador 2	87
Figura A.3: Ganho unidades (dB): amplificador 2.....	87
Figura A.4: Coeficiente de reflexão coordenadas polares: amplificador 3	88
Figura A.5: Coeficiente de reflexão na carta de Smith: amplificador 3	88

Figura A.6: Ganho (dB): amplificador 3.....	88
Figura A.7: Coeficiente de reflexão coordenadas polares: amplificador 4	89
Figura A.8: Coeficiente de reflexão na carta de Smith: amplificador 4	89
Figura A.9: Ganho (dB): amplificador 4	89
Figura A.10: Coeficiente de reflexão coordenadas polares: amplificador 5	90
Figura A.11: Coeficiente de reflexão na carta de Smith amplificador 5	90
Figura A.12: Ganho (dB): amplificador 5.....	90
Figura B.1: Coeficiente de reflexão da entrada 2 do <i>switch</i> 1.....	91
Figura B.2: Atenuação da entrada 2 do <i>switch</i> 1.....	91
Figura B.3: Coeficiente de reflexão da entrada 3 do <i>switch</i> 1.....	91
Figura B.4: Atenuação da entrada 3 do <i>switch</i> 1.....	91
Figura B.5: Coeficiente de reflexão da entrada 4 do <i>switch</i> 1.....	92
Figura B.6: Atenuação da entrada 4 do <i>switch</i> 1.....	92
Figura B.7: Coeficiente de reflexão da entrada 1 do <i>switch</i> 2.....	92
Figura B.8: Atenuação da entrada 1 do <i>switch</i> 2.....	92
Figura B.9: Coeficiente de reflexão da entrada 2 do <i>switch</i> 2.....	93
Figura B.10: Atenuação da entrada 2 do <i>switch</i> 2.....	93
Figura B.11: Coeficiente de reflexão da entrada 3 do <i>switch</i> 2.....	93
Figura B.12: Atenuação da entrada 3 do <i>switch</i> 2.....	93
Figura B.13: Coeficiente de reflexão da entrada 4 do <i>switch</i> 2.....	94
Figura B.14: Atenuação da entrada 4 do <i>switch</i> 2.....	94

Lista símbolos

Ω	Resistência eléctrica
ϵ_r	Constante dieléctrica relativa
λ_0	Comprimento de onda no vácuo
W	Largura da linha microstrip
l	Comprimento da linha microstrip
t	Espessura da metalização da linha microstrip
h	Espessura do dieléctrico da linha <i>microstrip</i>
ϵ_{eff}	Constante dieléctrica eficaz
$\lambda_{\mu\text{s}}$	Comprimento de onda numa linha <i>microstrip</i>
$^{\circ}\text{C}$	Grau celsius
S_{21}	Ganho de tensão para a frente
S_{11}	Coeficiente de reflexão a entrada (tensão)
η	Impedância intrínseca
Γ	Coeficiente de reflexão
T	Coeficiente de transmissão
$ \Gamma $	Módulo coeficiente de reflexão
$^{\circ}$	Graus (medida de ângulo)
$\angle(a+bj)$	Fase de um número complexo
$ a+bj $	Módulo de um número complexo

Lista de acrónimos

A	Ampere
AOA	Angle of Arrival
AOD	Angle of Departure
BGA	Ball Grid Array
CDM	Code Division Multiplexing
dB	Decibel
DC	Direct Current
DDFS	Direct Digital Frequency Synthesiser
DOA	Direction of Arrival
DOD	Direction of Departure
FDM	Frequency Division Multiplexing
GHz	Gigahertz
GPIO	General Purpose Interface Bus
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IFT	Inverse Fourier Transform
kHz	Kilohertz
LB	Largura de Banda
LED	Light-Emitting Diode
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Line of Sight
mA	Miliampere
MHz	Megahertz
mil	Milésima de polegada (equivale a 25,4 μm)
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MISO	Multiple-Input Single-Output
ML	Mismatch losses
Mm	Milímetro
nF	NanoFaraday
nH	NanoHenry
NLOS	Non Line of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
PCB	Printed Circuit Board

PCI	Peripheral Component Interconnect
pF	PicoFarad
PRBS	PseudoRandom Binary Sequence
RADAR	Radio Detection and Ranging
RF	Radio Frequency
RI	Resposta Impulsiva
RJ	Registered Jack
SAGE	Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization
SAW	Surface Acoustic Wave
SIMO	Single-Input Multiple-Output
SISO	Single-Input Single-Output
SMA	SubMiniature version A (conector RF)
SMD	Surface Mount Device
SMT	Surface Mount Technology
SNR	Signal Noise Ratio
SP4T	Single Pole Four Throw
TDM	Time Division Multiplexing
TTL	Transistor-Transistor Logic
USB	Universal Serial Bus
UWB	Ultra Wide Band
V	Volt
VHDCI	Very High Density Cable Interconnect
VI	Virtual Instrument
VNA	Vector Network Analyzer
µm	Micrómetro

1. Introdução

Pouco mais de cem anos decorreram desde o início das comunicações *wireless* (sem fios) que ocorreram nos inícios do século XX com os experimentos de Marconi, Tesla e outros. Ao longo deste tempo passaram de ser algo extraordinário, quase “mágico” a estarem tão integradas nas nossas vidas que às vezes não percebemos que as estamos a usar.

Foi especialmente nos últimos anos quando este tipo de comunicações experimentou um crescimento exponencial mediante a disponibilização ao grande público de tecnologias como a Wi-Fi, o Bluetooth, a telefonia 3G, etc. Todas estas tecnologias oferecem grandes possibilidades de transmitir informação sem fios a velocidades que antes apenas podiam ser oferecidas por sistemas com fios. Mas apesar disso sempre resulta possível melhorar os sistemas para oferecer mais velocidade de transmissão e largura de banda, um menor preço ao usuário final ou uma melhora da eficiência energética, de especial importância hoje em dia devido aos dispositivos móveis. Para conseguir tudo o anterior existem várias hipóteses, uma delas consiste em conhecer melhor o meio de transmissão das ondas electromagnéticas, o que pode ser logrado mediante emprego de métodos e sistemas de exploração do canal rádio. Uma das tecnologias, que já mostra resultados para obtenção de uma maior taxa de transmissão sem aumento de potência transmitida ou maior largura de banda, são os sistemas MIMO que exploram a dimensão espacial do canal.

A caracterização do canal rádio de uma forma direccionada, permite o emprego de algoritmos de elevada resolução como o SAGE, que proporcionam informação espacial do meio, como as distintas direcções de chegada e partida, DoA e DoD, a amplitude complexa ou os atrasos de cada uma das componentes multipercursos do sinal.

O trabalho aqui apresentado mostra um sistema de medição do canal rádio direccionado que permite medir a resposta impulsiva do canal mediante o emprego de técnicas de diversidade em recepção. Esta tese encontra-se dividida em sete capítulos:

Ao longo do segundo capítulo proporcionam-se as chaves principais para realizar uma caracterização do canal de banda larga. Em primeiro lugar são introduzidas as

características do canal e uma breve descrição de sistemas MIMO, de seguida relatam-se os fundamentos dos métodos mais utilizados para a medição da resposta impulsiva. Continua-se com a apresentação das distintas arquitecturas dum *channel sounder* para concluir com a apresentação do sistema realizado.

No capítulo terceiro descreve-se em profundidade o processo de escolha de componentes, desenho, construção e verificação de cada um dos elementos de *hardware* que integram o sistema, a saber: amplificadores, comutador, sistema de alimentação e antenas. Finalmente refere-se ao processo de integração final.

Durante o quarto capítulo realiza-se a apresentação do *software* de controlo e aquisição de dados que será empregado neste *sounder*, centrando-se no processo de desenvolvimento, a interface com o usuário e a estrutura dos ficheiros de dados empregados.

O processo de calibração descreve-se no quinto capítulo. Em primeiro lugar realiza-se uma breve apresentação de vários métodos de calibração comentando os procedimentos a seguir, as suas vantagens e desvantagens, de seguida relata-se passo a passo todo o processo de calibração seguido começando com as medidas na câmara anecóica para continuar com o método empregado.

O capítulo sexto apresenta o cenário das provas e uma descrição pormenorizada destas e de seguida mostram-se os resultados obtidos e realiza-se uma análise destes.

Finalmente, no sétimo capítulo apresentam-se as conclusões do trabalho e relatam-se algumas linhas futuras de trabalho.

2. Caracterização do canal direccionado de banda larga

Como foi comentado em páginas anteriores, resulta factível melhorar o desempenho das comunicações *wireless* mediante o estudo do canal rádio. Quando a simulação não é suficiente ou não é possível, ou mesmo quando o desenvolvimento de modelos do canal exigem uma validação experimental, é quando a medição e a caracterização desse canal rádio entra em cena. Para este propósito existem os *channel sounders*, equipamento cujo principal objectivo é a medição de uma ou várias características do canal.

2.1 Descrição das características do canal rádio

Em primeiro lugar cabe definir o que é o canal rádio. Este pode ser definido como a parte do sistema de comunicação existente entre o transmissor e o receptor, mais concretamente como o meio entre a antena transmissora e a antena receptora.

Cabe fazer uma distinção entre canal de banda larga e canal de banda estreita. Baseando-se na Figura 2.1[1] pode realizar-se uma comparação entre canal de banda larga e canal de banda estreita em termos da Resposta Impulsiva (RI) e do tempo de símbolo (T_s) transmitido.

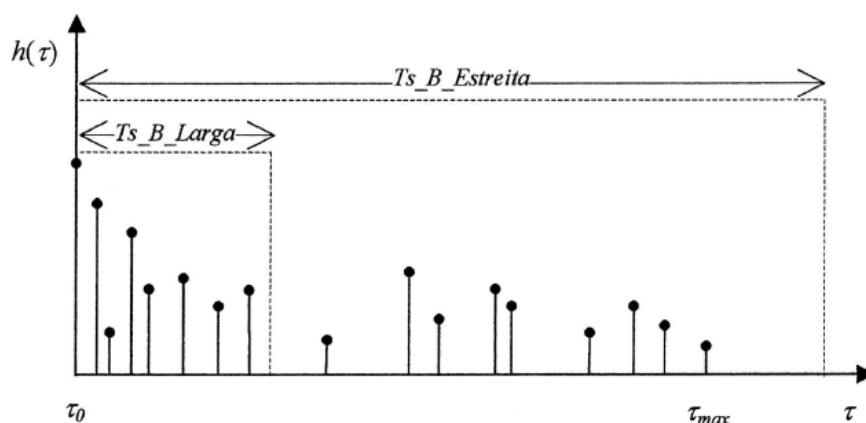


Figura 2.1: Comparação entre canal de banda larga e canal de banda estreita

Um possível critério para determinar se um canal é de banda larga ou banda estreita é atender à duração do tempo de símbolo transmitido (T_s). Num canal de banda estreita o período de símbolo (T_s) é maior que o atraso máximo da resposta impulsiva enquanto no

canal de banda larga o período de símbolo T_s poderá ser menor que o atraso máximo da resposta impulsiva do canal (τ_{max}).

Em geral a classificação de um canal realiza-se atendendo à largura de banda do sinal (LB) e à dispersão temporal do canal. Se $LB < 1/\tau_{max}$ o canal pode considerar-se de banda larga e a interferência entre símbolos limita a taxa máxima de transmissão (principal mecanismo de degradação do canal). Fisicamente já que a convolução da RI do canal com o símbolo transmitido resulta num alargamento do sinal original causando interferência com os símbolos adjacentes. Por outro se $LB > 1/\tau_{max}$ o canal resulta ser de banda estreita e o principal mecanismo de degradação é a diminuição da relação sinal-ruído.

Fazendo uma análise similar à anterior mas agora no domínio da frequência, no caso dum canal de banda larga, a sua potência encontra-se distribuída por uma grande gama de frequências que pode englobar várias bandas de coerência do canal, em cada uma das quais o sinal é tratado de forma diferente. Devido a isto o canal consegue filtrar em menor medida a energia do sinal que num canal de banda estreita onde toda a energia do sinal se encontra concentrada na mesma banda de coerência.

2.2 Sistemas MIMO

A descrição de sistemas MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) foi realizada em meados dos anos 90 [2]. Este tipo de sistemas, dos quais inicialmente se pensava que violavam o limite de Shanon, usam diversidade e várias técnicas de processamento do sinal que tornam um canal ponto a ponto em múltiplos canais paralelos com o consequente aumento de capacidade e melhora da eficiência espectral.

Numa ligação tradicional de comunicações existe apenas um transmissor e um receptor, o que define uma situação SISO (*Single-input Single-Output*). Neste caso, e segundo a teoria de Shannon [3], a capacidade máxima teórica para transmitir informação por um canal vem dada pela expressão (2.1), onde a capacidade se mede em bit/s/Hz.

$$C = \log_2(1 + SNR) \tag{2.1}$$

O facto de que a relação seja logarítmica implica que, chegado um ponto, um grande aumento da SNR não implica um aumento significativo da capacidade. Uma hipótese para aumentar a capacidade dum canal sem requerer grandes potências de transmissão

é aumentar o número de transmissores e receptores o que dá origem a um canal MIMO. Neste caso a capacidade máxima teórica dum canal vem dada pela expressão (2.2).

$$C = \max_{tr(R_{xx})=P_T} \log \det \left\{ I_N + \frac{1}{\sigma_n^2} H R_{xx} H^h \right\} \quad (2.2)$$

Onde I_N é a matriz identidade de dimensão, P_T é a potência transmitida, H é a matriz que caracteriza o canal, R_{xx} é a matriz de covariância e σ_n^2 a variância do ruído. De modo conceptual MIMO pode descrever-se como uma situação onde existem vários canais de comunicação o que implica um grande aumento na capacidade de transmitir informação mas também um aumento na complexidade do sistema de comunicação. Como soluções de complexidade e prestações intermédias podem definir-se canais SIMO (*Single-Input Multiple-Output*) onde existe apenas uma antena em transmissão e varias em recepção, ou a situação contrária: MISO (*Multiple-Input Single-Output*).

Num canal SISO a relação entre a entrada a saída é definida pela equação (2.3) onde r é o sinal recebido, s o sinal transmitido, n o ruído e h a resposta do canal ao impulso, que pode consistir num ganho, uma atenuação, um deslocamento em frequência, um atraso temporal ou uma combinação do anterior. Pelo que este factor pode melhorar ou distorcer o sinal.

$$r = h * s + n \quad (2.3)$$

As seguintes figuras [4] empregam a expressão anterior para modelar o canal MIMO e as suas variações convertendo todas as variáveis da expressão (2.3) em vectores e a resposta impulsiva do canal H numa matriz.

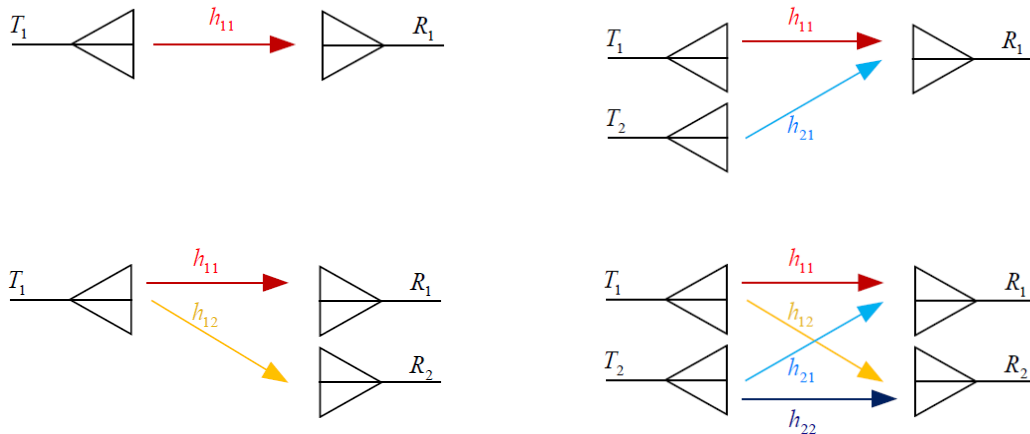


Figura 2.2: Descrição matricial dum canal MIMO e as suas variações

A caracterização do canal MIMO dum modo espacial é determinar os parâmetros azimute, elevação, amplitude complexa e atraso e os seus correspondentes em transmissão. Assim, mediante uma exploração espacial do canal, consegue-se determinar a matriz que caracteriza o canal, H .

Como resultados do anterior resulta evidente o aumento de prestações que implica a utilização da tecnologia MIMO, este facto resulta especialmente importante na actualidade onde cada vez é requerida uma maior capacidade de transmissão nos sistemas *wireless*.

Cabe ressaltar que o emprego de MIMO consegue aumentar a capacidade do canal sem elevar a potência de transmissão nem a largura de banda, mediante o emprego de técnicas de diversidade tanto em transmissão como em recepção.

2.3 Métodos de medição da resposta impulsiva

Uma vez demonstrada a importância da caracterização do canal, descrevem-se alguns dos métodos mais relevantes para a caracterização experimental do canal de banda larga. A escolha de uma técnica ou de outra deve ser realizada cuidadosamente já que devem analisar-se as vantagens e desvantagens de cada uma delas e a complexidade (equipamento, processado posterior dos dados, etc.) requeridas. De qualquer forma cada uma delas pode ser vista como sendo efectuada no domínio do tempo ou no domínio da frequência. No domínio da frequência mede-se a resposta em frequência (ou função de transferência) numa determinada largura de banda no tempo excita-se o canal com algum sinal que tenha também um elevado conteúdo espectral.

2.3.1 Método do pulso periódico

Quando um pseudo-impulso (um pulso de duração muito curta) é usado par excitar um canal de propagação, o sinal recebido é a convolução entre o pulso enviado e a resposta impulsiva do canal[5]. Para conseguir observar as variações no tempo do canal, tem que se enviar um pulso de forma periódica. O período de repetição do pulso deve ser o suficientemente pequeno para permitir observar as variações temporais dos distintos raios mas o suficientemente longo para permitir que cheguem ao receptor os distintos ecos multipercurso significativos antes que se comecem a receber o(s) primeiro(s) do(s) impulso(s) seguinte(s).

A largura temporal do pulso emitido determina a resolução temporal (e portanto espacial) das medidas realizadas com este método. Esta resolução será o tempo mínimo entre dois ecos para que não sejam considerados apenas um. Outro parâmetro que se pode obter mediante esta técnica é o desvio Doppler, para isso é preciso empregar uma demodulação coerente na recepção.

Uma das grandes vantagens desta técnica é a sua simplicidade mas é requerida uma elevada potência de pico para obter uma SNR adequada em recepção. Para solucionar este problema podem ser empregues técnicas de compressão de pulsos.

2.3.2 Técnicas de compressão de pulsos

Os sistemas de compressão de pulsos têm origem na teoria de sistema lineares. É amplamente conhecido o facto de que quando é aplicado ruído branco $n(t)$ à entrada de um sistema linear e correlacionando o ruído à saída $w(t)$, com uma replica atrasada do sinal de entrada $n(t-\tau)$ o coeficiente de correlação resultante é proporcional à resposta impulsiva do sistema $h(t)$ avaliada no tempo de atraso τ . A expressão (2.4) demonstra matematicamente o anterior, onde R_n é a função de autocorrelação do ruído e N_0 a densidade espectral de ruído.

$$E[w(t) - n^*(t - \tau)] = E \left[\int h(\xi) - n(t - \xi)n^*(t - \xi)d\xi \right] = \int h(\xi)R_n(t - \xi)d\xi = N_0\xi \quad (2.4)$$

Na prática não é possível gerar um sinal que seja realmente ruído branco, pelo que os sistemas implementados usam sinais que possuem umas propriedades semelhantes às do ruído branco, como podem ser sequências binárias pseudo-aleatórias (PRBS).

PRBS Channel Sounders

O emprego de sequências pseudo-aleatórias [6] vem limitado pela impossibilidade de gerar ruído branco de uma forma realista: o tipo de sinais usados são determinísticos mas possuem a maioria das características do ruído. Este tipo de sequências são amplamente empregadas em sistemas de comunicação, navegação e detecção (*ranging*).

Para gerar PRBS empregam-se principalmente registros de deslocamento (*shift registers*) realimentados que produzem uma sequência com uma duração determinada. Como contrapartida, este tipo de *channel sounders* gera à sua saída uma grande quantidade de informação pelo que são requeridos sistemas com capacidade de processar altos regimes binários, nalgum caso até 200 Mb/s [7].

Método da convolução por filtro adaptado

O método usa o facto bem conhecido que a resposta de um sistema estimulado pela própria resposta impulsiva é um Dirac no tempo. O método utiliza técnicas de compressão de pulsos e a convolução por filtro adaptado. Este filtro é implementado mediante tecnologia SAW. O facto de empregar um filtro adaptado a sequência transmitida simplifica o receptor, já que não é preciso gerar a sequência pseudo-aleatória no receptor resultando um receptor assíncrono que é mais simples já que a implementação é de menor custo.

Uma das vantagens é que o sistema opera em tempo real uma vez que a saída do filtro adaptado são uma série de instantâneas da resposta em frequência do canal. Contudo este sistema também gera uma grande quantidade de informação com o consequente problema de armazenamento além de que o filtro com tecnologia SAW tem um processo de fabricação complexo e custoso.

Método do correlador deslizante (*swept time-delay crosscorrelation method*)

Como alternativa ao método anterior, é possível desenhar um receptor em que o processamento do sinal esteja baseado na correlação [8]. Este processo, o qual é realizado em tempo real, requiere um banco de correladores com um atraso temporal infinitesimal diferente em cada um dos correladores o que não resulta factível na realidade. Na prática isto é realizado mediante apenas um correlador.

A sequência recebida é correlada com uma PRBS gerada localmente no receptor (e idêntica à empregada no transmissor) mas a uma frequência ligeiramente distinta. Mediante este processo produz-se a expansão do pulso por um factor determinada pela diferença de frequências das sequências empregadas em transmissão e recepção.

2.3.3 Métodos de varrimento em frequência

Os métodos comentados anteriormente trabalhavam no domínio do tempo, mas também é possível realizar a medição do canal rádio no domínio da frequência. Este tipo de técnicas consiste basicamente em excitar o canal mediante a transmissão de tons (idealmente sinusóides de frequência única) que percorrem uma determinada banda de frequências podendo medir assim a atenuação e o deslocamento de fase introduzido pelo canal. Para obter a resposta temporal do canal é preciso realizar uma IFT (transformada inversa de Fourier).

Este método pode ser levado a cabo de diferentes formas segundo o método escolhido para excitar o canal. De seguida enumeram-se as mais destacadas, segundo a técnica escolhida e a complexidade o custo do *hardware* vai variar bastante.

Chirp

Neste caso a excitação do canal realiza-se com um sinal de tipo *chirp* [9], um sinal de tipo *chirp* vai modificando a sua frequência com o tempo, deste modo tem-se um sinal contínuo em tempo que vai percorrendo uma gama de frequências determinada. Este sinal pode ser gerado de forma simples mediante um DDFS o qual pode ser controlado de um modo relativamente simples mediante uma FPGA. O emprego deste tipo de sinal resulta vantajoso em canais onde não podem ser transmitidas grandes larguras de banda devido ao mascaramento espectral.

Analizador de redes vectorial

Neste caso emprega-se um analisador vectorial de redes para realizar o varrimento das frequências desejadas: realmente o que o analisador faz é medir o parâmetro S_{21} da matriz de *scattering* de um quadripolo, o qual caracteriza a transmissão. Para realizar esta tarefa o equipamento transmite uma portadora a qual é recebida em magnitude e fase, este procedimento é repetido ao longo de toda a gama de frequências de interesse.

Existe uma multitude de *sounders* que empregam esta técnica [10], [11], já que apesar de um VNA ser muito dispendioso este é um equipamento amplamente empregado em RF e quase todos os laboratórios dispõem de uma ou várias unidades. O investimento necessário para construir o sistema pode ser mais reduzido que noutros casos e o tempo de desenvolvimento mais curto.

O tempo que emprega o VNA para realizar o varrimento em frequência pode ser elevado se o tempo de integração ou a largura de banda fosse muito elevada, como contrapartida não é possível medir o deslocamento Doppler.

O atraso máximo (τ_{max}) dos distintos ecos sem que exista sobreposição das respostas impulsivas vem dado pela largura de banda de medida, B , e o número de amostras N , tomadas pelo VNA nessa frequência:

$$\tau_{max} = \frac{N-1}{b}. \quad (2.5)$$

A resolução temporal, $\Delta\tau$, vem dada pelo tipo de janela empregada na IFFT. Empregando uma janela de truncatura rectangular a resolução temporal será inversamente proporcional à largura de banda de medida, tal como se mostra na equação (2.6). Este parâmetro pode ser optimizado empregando outro tipo de janelas como podem ser a Barlett ou Blackman.

$$\Delta\tau = \frac{1}{B} \quad (2.6)$$

Técnicas de excitação de banda larga

As técnicas de varrimento em frequência, comentadas até agora, em cada instante temporal mediam apenas uma frequência (idealmente), mas é possível estimular uma ampla gama de frequências mediante técnicas de banda ultra larga (UWB). Nestes casos gera-se um sinal cujo espectro contém toda a gama de frequências que se deseja medir.

A arquitectura típica deste tipo de *channel sounder* consiste em empregar no transmissor um AWG (*Arbitrary Waveform Generator*) o qual gera um sinal de tipo OFDM que mediante um oscilador em quadratura é deslocado para a banda de frequências de interesse. É importante ter em conta que todas as componentes do sinal são ortogonais entre si e que o espectro do sinal resultante é plano em frequência.

Desta forma em recepção dispõe-se de uma “instantânea” do canal em toda a gama de frequências sem necessidade de realizar um varrimento. Isto faz que o sistema seja muito mais rápido ao caracterizar o canal e permita estudar canais onde as variações temporais sejam mais rápidas.

Este tipo de equipamento é de uma complexidade elevada já que requerem sistemas mais complexos para gerar e demodular o sinal. Por outro lado a quantidade de dados gerados em recepção também é muito elevada pelo que são precisos sistemas de registo de dados de alta velocidade.

Na actualidade este tipo de *sounders* não resulta muito numeroso, mas resulta interessante mencionar alguns: em primeiro lugar o RUSK [12], este foi desenhado pela empresa Alemã MEDAV [13]. Este equipamento é um *sounder* MIMO de altas prestações para a caracterização espacial do canal, o sistema possui osciladores de grande precisão (rubídio) para manter o sincronismo entre o transmissor e o receptor. Resulta destacável a variedade de configurações (distribuição espacial das antenas) para o agregado de antenas empregado em recepção segundo as características do canal baixo estudo.

Outro equipamento destacável é o descrito em [14], desenhado na Universidade de Tokio Denki, o qual é um *sounder* para a caracterização espaço-temporal do canal em banda ultra larga (UWB) em presença de interferências de banda estreita, este sistema também transmite um sinal de tipo OFDM para excitar todas as frequências da banda de medida no mesmo instante temporal.

2.4 Medição do canal direccionado

Um *channel sounder* pode-se definir como um agregado de *hardware* e *software* cuja função é caracterizar o canal rádio, segundo a técnica escolhida para realizar a medição o sistema possuirá uma arquitectura ou outra, também variará o tipo de antenas segundo o tipo de *sounder*: pode existir apenas uma antena, ou várias formando um agregado. Por tanto não se pode falar de um sistema com uma arquitectura determinada além de um transmissor, um receptor, um sistema de controlo e um sistema de registo de dados, tal como mostra a Figura 2.3. Estes blocos podem ser mais ou menos complexos segundo a técnica de medida empregada, mas sempre vão estar presentes.

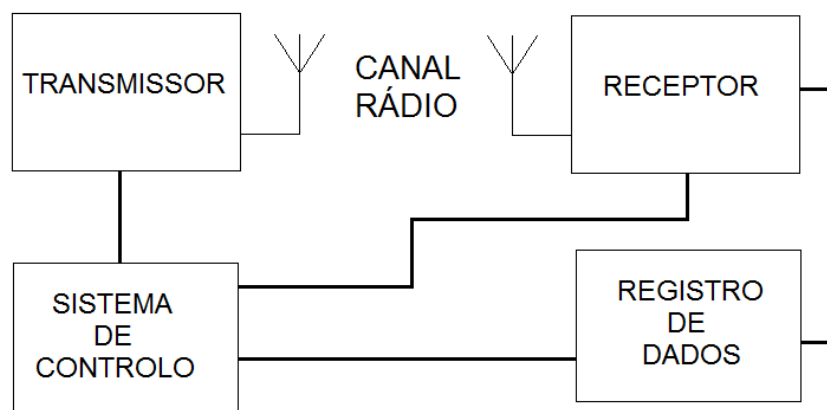


Figura 2.3: Diagrama de blocos básico de um *channel sounder*

2.4.1 Arquitectura dum *channel sounder*

As prestações básicas do *sounder* virão dadas por dois parâmetros básicos: o número de antenas empregadas em transmissão e recepção e a arquitectura do *hardware*, a qual se

encontra condicionada pelo tipo multiplexagem utilizada durante a transmissão entre as múltiplas antenas:

- TDM: Multiplexação por divisão em tempo: nesta situação em cada instante temporal transmite uma antena e recebe outra. É uma das técnicas mais utilizadas pois é simples de implementar e oferece bons resultados. Contudo é a mais lenta de todas porque requer um maior tempo de exploração para que todas as antenas em recepção recebam dados de todas as antenas de transmissão.
- FDM: Multiplexação por divisão em frequência: neste caso a banda de frequências para a qual se requer analisar o canal divide-se num conjunto de frequências separadas Δf , as quais são repartidas entre as antenas transmissoras, pelo que cada uma delas apenas transmite um conjunto de tons separados $N\Delta f$ (onde N é o número de antenas em transmissão). É preciso ter em conta que $N\Delta f$ deve ser menor que a largura de banda de coerência do canal e que $1/\Delta f$ tem que ser menor que o tempo de coerência do canal para que os dados obtidos sejam representativos do canal medido. O emprego desta técnica requer uma maior complexidade no transmissor e no receptor posto que são precisos sinais em distintas frequências para cada uma das antenas.
- CDM: Multiplexação por divisão em código: todas as antenas transmitem no mesmo instante temporal e na mesma frequência mas o sinal leva incluído um “código” que faz possível que em recepção possa ser identificada a antena de origem deste. O principal problema desta técnica é a diminuição da gama dinâmica nos casos de canais multipercurso devido a que a correlação cruzada entre códigos em atrasos temporais não nulos é elevada.

Também resulta factível empregar uma combinação das anteriores técnicas o que daria origem a uma técnica híbrida.

No respeitante à estrutura do *hardware* a sua escolha não resulta trivial já que são muitos os factores em jogo. A situação mais simples de todas é aquela onde apenas existem um transmissor e um receptor os quais são comutados entre todas as antenas, este tipo de arquitectura recebe o nome de *fully switched*. Esta arquitectura, que se pode apreciar na Figura 2.4 [15], possui a vantagem de que apenas são precisos um transmissor e um receptor (que costumam ser os elementos mais caros e complexos dos sistemas) e um elemento que realize a comutação entre as distintas antenas. Esta arquitectura resulta apropriada para técnicas TDM onde apenas uma antena transmitirá em cada instante temporal.

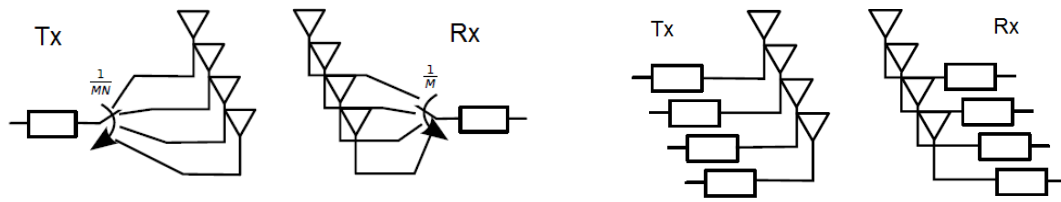


Figura 2.4: Arquitectura "fully switched" (esquerda) e "fully parallel" (direita)

Supondo que existem N antenas em transmissão e M em recepção a taxa de comutação no receptor é inversamente proporcional ao número de antenas em recepção e a taxa de comutação em transmissão é inversamente proporcional ao produto de elementos em transmissão e recepção. O tempo necessário para cada uma das transmissões dependerá basicamente do tipo de cenário: num entorno interior (*indoor channel*) o tempo pode ser da ordem de poucos nanosegundos; numa situação exterior (*outdoor channel*) o tempo requerido para realizar uma transmissão pode ser da ordem das dezenas de microsegundos.

Portanto o número de elementos em transmissão e recepção e o tipo de cenário determinam o tempo requerido para uma exploração da resposta impulsiva do canal. Este factor determinará o deslocamento Doppler máximo que o sistema poderá medir. Outro problema que pode surgir quando o tempo de exploração é longo tem a ver com o ruído de fase dos osciladores locais. A correlação do ruído de fase diminui segundo aumenta o espaçamento temporal, pelo que quando o tempo de exploração é longo, o ruído de fase entre a antena e a estimação do canal pode ser descorrelacionado. Dependendo do tipo de canal e da SNR deste, este problema pode influir na estimação da capacidade do canal em grande medida.

Outra hipótese quanto à escolha da arquitectura é a que se pode denominar paralela (*fully parallel*) onde cada antena, tanto em transmissão como em recepção, possui o seu correspondente módulo transmissor ou receptor. Deste modo elimina-se a necessidade de realizar qualquer tipo de comutação entre as antenas contudo tem como contra o custo do sistema que aumenta consideravelmente, o que pode chegar a ser proibitivo quando o número de antenas é elevado.

O facto de empregar uma arquitectura paralela permite empregar técnicas de tipo FDM ou CDM onde várias ou todas as antenas transmitem no mesmo instante temporal. Geralmente neste tipo de arquitecturas realiza uma transmissão simultânea por tanto é

requerida uma sincronização dos transmissores e dos receptores para poder determinar correctamente o atraso temporal de cada um dos distintos sinais recebidos.

Finalmente existe outra arquitectura, que resulta da combinação das anteriores a qual é frequentemente empregada por se uma solução de compromisso entre as duas anteriores, é a denominada *semi-switched*. Nesta situação a parte de transmissão emprega comutação: existe somente um bloco transmissor o qual é comutado entre todas as antenas contudo em recepção terá que existir um bloco receptor para cada uma das antenas. As vantagens desta arquitectura são várias: em primeiro lugar aumenta a taxa de comutação no transmissor pelo que o tempo de exploração do canal é medido e o deslocamento Doppler medível é maior.

2.4.2 Array de antenas

Um *array* ou agregado de antenas é um conjunto de antenas onde o tipo de elementos empregados, a distância que os separa e a sua disposição sobre o espaço determina as características radioelétricas deste.

Tradicionalmente os *arrays* foram empregados como um modo de melhoria das características das antenas, principalmente directividade e o ganho, contudo com a chegada das comunicações MIMO e derivados, este tipo de sistemas radiantes experimentaram um grande avanço já que permite empregar diversidade nas comunicações *wireless*. No caso dos *channel sounder* o emprego de agregados permite a possibilidade de receber um sinal em distintas coordenadas espaciais e assim poder caracterizar o canal multipercurso.

A descrição e caracterização do comportamento electromagnético dos agregados é um campo teórico imenso, pelo que nas seguintes páginas relata-se brevemente o comportamento básico dos agregados e as disposições das antenas no espaço mais empregadas (linear, planar e 3D), já que não existe um limite no número de elementos a empregar ou a forma de os colocar no espaço.

O campo eléctrico total de um agregado resulta da soma vectorial de todos os campos radiados pelos elementos individuais que o compõem [16]. Portanto é preciso assumir que a corrente em cada um dos elementos é igual à do mesmo elemento isolado no espaço (obviando o acoplamento entre elementos) Usualmente isto não se cumpre e depende do espaçamento entre elementos. O diagrama de radiação pode ser controlado mediante modificações dos seguintes parâmetros:

- Configuração geométrica do agregado (linear, planar, 3D...).
- Espaçamento entre elementos.
- Amplitude da excitação dos elementos individuais.
- Fase da excitação dos elementos individuais.
- Diagrama de radiação de cada elemento.

Quando se usa um agregado o diagrama de radiação deve ser medido experimentalmente já que podem existir factores que o modifiquem e que não tenham sido considerados nos cálculos teóricos. Além disso resulta recomendável realizar um processo de calibração, os quais serão descritos num capítulo posterior, para eliminar as diferenças entre os distintos elementos radiantes.

Array Linear

Esta é a configuração mais simples possível onde os distintos elementos do agregado se encontram dispostos sobre uma linha recta e identicamente espaçados entre eles. A distância de separação costuma ser múltiplos ou submúltiplos do comprimento de onda λ . A principal vantagem desta disposição é a facilidade com a que pode ser construída já que não é difícil colocar os elementos na posição requerida com uma elevada precisão contudo resulta num *array* muito direccional devido à sua geometria, independentemente do tipo elementos radiantes empregados (mopolos, antenas planas...).

A calibração deste tipo de agregados é um processo relativamente simples: permite obter medições muito uniformes em todos os elementos já que, excepto os dos extremos, os restantes encontram-se rodeados pelo mesmo número de elementos. Todas as ondas provenientes do mesmo ângulo relativo ao eixo do agregado (um cone) são indistinguíveis.



Figura 2.5: Fotografia de um *array* linear de 8 elementos de tipo *planar*

Array planar

Nos *arrays* com estrutura planar os elementos estão dispostos ao longo de duas dimensões do espaço, as distribuições geométricas mais usadas costumam ser as rectangulares ou quadradas, mas também podem possuir uma geometria circular. Existe uma multitude de *sounders* que empregam este tipo de agregado, um exemplo é o mostrado na Figura 2.6, o qual foi desenhado para empregar com o *sounder* RUSK [12], este *array* possui uma estrutura quadrada de 14 x 14 elementos radiantes planos. Cabe mencionar que as três filas e colunas exteriores são elementos passivos que foram incluídos para melhorar as características do agregado numa técnica bastante frequente que elimina as assimetrias no diagrama de radiação devido aos elementos que se encontram nos bordos do agregado. As ondas provenientes do mesmo ângulo relativo ao plano do *array* são indistinguíveis.



Figura 2.6: Fotografia de um *array* quadrado de 14 x 14 elementos

Array 3D

Nos agregados 3D os elementos radiantes encontram-se distribuídos ao redor dum volume espacial, o qual costuma ser cilíndrico ou esférico. Este tipo de *arrays* resulta difícil de construir devido a dificuldade situar as antenas na posição teórica exacta pela complexidade de medir distâncias sobre esta geometria. A calibração destas estruturas é difícil devido ao tipo de geometria e ao grande número de elementos que integram.

A Figura 2.7 mostra alguns exemplos de *arrays* tridimensionais empregados pelo *sounder* RUSK [12]: o da esquerda é um agregado cilíndrico uniforme de noventa e seis elementos planares circulares, a imagem do centro mostra um *array* semiesférico de vinte e um elementos planares e o da direita é um agregado esférico.



Figura 2.7: Fotografias de *arrays*: cilíndrico, semiesférico, esférico

2.4.3 *Array* sintético

Os *arrays* sintéticos merecem ser comentados por separado já que possuem umas características especiais que os distinguem. Neste tipo de agregados os elementos “reais” são deslocados para as coordenadas onde estariam colocadas as outras antenas. O primeiro detalhe que os distingue é que um *array* sintético pode estar formado por apenas uma antena a qual é deslocada para as posições onde se encontrariam os restantes elementos. Este tipo de estruturas é amplamente empregada nos equipamentos de caracterização do canal [10] e em sistemas RADAR.

Este tipo de *arrays* possui grandes vantagens frente os convencionais: em primeiro lugar são muito mais simples de calibrar posto que o número de antenas é muito menor e os efeitos de acoplamento são menores (a distância entre elementos costuma ser maior que nos agregados típicos), este processo resulta extremamente simples quando o agregado é composto por apenas uma antena, portanto é suficiente caracterizar esta. Por outro lado resultam mais baratos que os anteriores.

Como desvantagem é um sistema lento já que é preciso deslocar as antenas para todas as coordenadas dos elementos “virtuais” pelo que quando o agregado possuir um número de elementos importante (por exemplo 8x8) o número de movimentos a realizar é elevado e a exploração demorará muito. Além do referido anteriormente é preciso um sistema que posicione a antena nas coordenadas adequadas com suficiente precisão e velocidade pelo que as dimensões e o peso das antenas “reais” empregadas não deveram ser elevados e o sistema de controlo do *sounder* deve ser mais complexo.

2.5 Sistema proposto

De seguida descreve-se o sistema de medição do canal rádio implementado. A Figura 2.3, mostra um diagrama esquemático com as partes mais importantes do sistema proposto. O sistema emprega a técnica de varrimento em frequência que é implementada com um analisador vectorial de redes HP8753D o qual realiza a medição do parâmetro S_{21} da matriz de *scattering* que representa a função de transferência do canal. Para isso o porto número um do analisador é empregado como transmissor e o número dois como receptor.

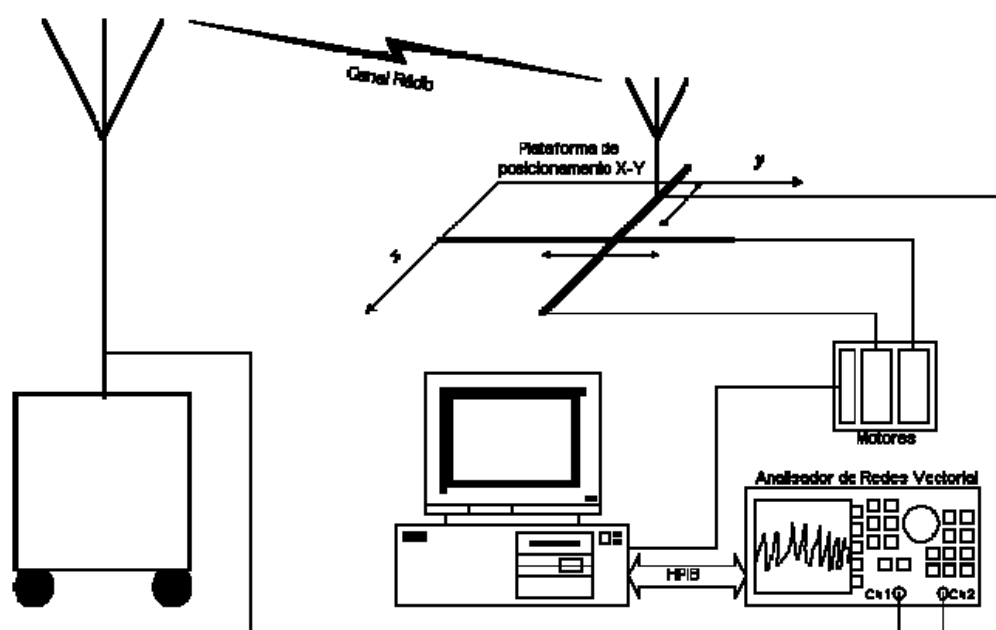


Figura 2.8: Diagrama de esquemático do sistema proposto

A banda de frequências na qual se pretende caracterizar o canal é os 2 GHz com 200 MHz de largura de banda, existem várias razões que motivaram esta decisão: em primeiro lugar é uma banda muito próxima de outras utilizadas na actualidade por uma grande diversidade de serviços pelo que o seu estudo permitirá melhorar os sistemas actuais e futuros. É fácil descobrir no catálogo dos fabricantes componentes para esta gama de frequências pelo que não resulta complicado desenhar o *hardware* necessário. O analisador de redes só permite medidas até aos 3 GHz.

Na parte de transmissor utiliza-se uma antena omnidireccional ligada por um cabo coaxial ao porto número um do analisador. Em recepção emprega-se um *array* sintético com quatro elementos físicos de tipo monopolo. A disposição espacial deste agregado é

quadrada com um espaçamento entre elementos de $2,5 \lambda$ a fim de minimizar o acoplamento entre eles.

O facto de empregar múltiplas antenas em recepção e apenas um receptor (o VNA) faz que o sistema precise de algum método para realizar a comutação entre as distintas antenas. Para cumprir essa função emprega-se um *switch* de RF, tema será tratado com mais detalhe na secção 3.2.

A utilização de cabos coaxiais longos (com atenuação elevada) provoca uma diminuição significativa da gama dinâmica [10] o que reduzia de forma dramática o número de cenários onde este *sounder* podia ser utilizado ou pelo menos limitava a distância de separação entre emissor e receptor já que a potência do VNA está limitada. Este problema agrava-se devido ao emprego dum comutador para o *array* sintético que é outra fonte de atenuação e de ruído. Para melhorar esta situação, instalaram-se quatro amplificadores de baixo ruído (LNA) em recepção, um por cada antena, o que permite melhorar os níveis de sinal evitando uma degradação maior do sinal no comutador e nos cabos coaxiais.

O emprego em recepção de um *array* sintético requer um sistema de posicionamento que é realizado por uma plataforma de posicionamento XY na qual os movimentos são realizados por dois motores passo que apresentam 1,2 Nm de binário cada um dos quais atacado por um *driver* controlado pelo computador. Estes motores possuem uma elevada precisão e uma velocidade controlável o que os converte numa opção adequada para esta aplicação. O deslocamento máximo é de 75 cm em cada um dos eixos o que proporciona uma área para o agregado de 75 x 75 cm, que em comprimentos de onda a 2 GHz são $5\lambda \times 5\lambda$, permitindo empregar um agregado sintético de 11 x 11 elementos espaçados $\lambda/2$.

Todo o sistema é controlado mediante um PC dotado com uma interface PCI para o controlo dos motores e uma interface GPIB para o controlo do VNA e importação dos dados das medidas. A configuração e operação do *sounder* são realizadas mediante o *software* LabVIEW [17]. O processamento dos dados é realizado com Matlab[18].

Um dos principais objectivos deste novo sistema de medida é validar a arquitectura das antenas (agregado sintético com quatro elementos físicos) e as suas potencialidades, um objectivo secundário é verificar se o sistema de calibração proposto proporciona uns resultados fiáveis. Além disso pretende-se estudar o desempenho dos amplificadores e

do comutador incorporado e melhorar a velocidade de exploração relativamente ao caso de sistemas que empregam apenas uma antena física no *array* sintético.

A figura inferior mostra o deslocamento do agregado real (representado por um quadrado onde cada um dos vértices é a posição de uma das antenas) durante a medição de um agregado virtual de 11 x 11 elementos, onde as posições dos elementos são representadas por aspas azuis.

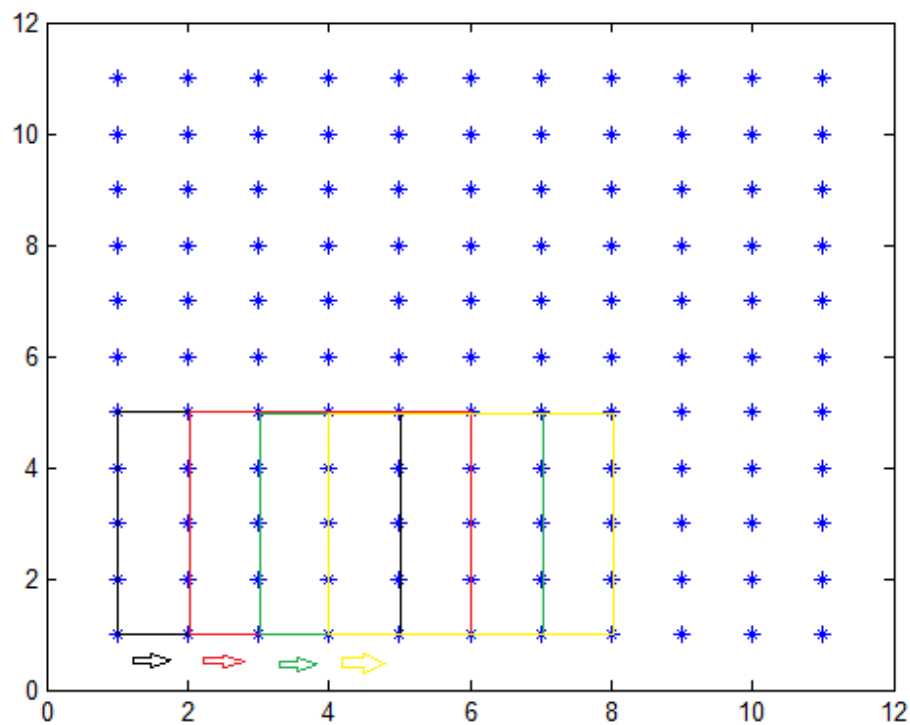


Figura 2.9: Deslocamento do agregado real sobre o agregado virtual

3. Desenho e construção

Ao longo deste primeiro capítulo descreve-se todo o processo de desenho e construção das distintas PCB. O desenho compreende o circuito em si mesmo como todo o processo de selecção e escolha dos componentes, principalmente o amplificador e o *switch* mais apropriados. Também se faz referência ao desenho de linhas *microstrip* e aos efeitos que têm os *via holes* (furos metalizados que conectam as duas caras dum PCB) sobre o sinal a altas frequências uma vez que a frequência já é relativamente elevada.

3.1 Placa do amplificador

Esta placa, das que há quatro no *sounder* (uma por cada antena), tem a função de realizar uma amplificação do sinal recebido pelas antenas. O ideal é que esta se realize o mais perto possível da respectiva antena com o fim de não degradar o SNR do sistema completo que frequentemente usa um cabo com pelo menos 12 dB de perdas até ao VNA. O PCB foi colocado mesmo na parte inferior das antenas ligado mediante um conector SMA. Assim mesmo tentou-se que o tamanho destas placas fosse o menor possível e os componentes estivessem perto uns dos outros com o fim de diminuir o percurso do sinal de RF.

Os principais elementos que contêm esta placa são um pequeno LED que permite comprovar que a alimentação se está a realizar, o chip amplificador e os componentes necessários para a sua polarização e adaptação de impedâncias.

3.1.1 Escolha de componentes e desenho do esquemático

Todo o desenho desta placa está condicionado pelo modelo do amplificador escolhido, pelo que a sua escolha é de vital importância. Descrevem-se de seguida alguns dos requisitos que este elemento deve possuir:

- Ganho elevado: neste caso quanto maior melhor (sempre e quando não suponha uma saturação dos elementos posteriores). Valores da ordem dos 20 dB são óptimos pois compensam as perdas no cabo usado nas medidas.

- Figura de ruído baixa: o trabalhar com sinais fracos convém ter uma figura de ruído o menor possível com o fim de manter uma SNR o melhor possível, assim que a atenção foi posta nas gamas *low noise* dos fabricantes.
- Consumo reduzido: uma das hipóteses iniciais era que o sistema pudesse ser alimentado por baterias, pelo que quanto menor seja o consumo tanto melhor.
- Encapsulamento soldável: na actualidade quanto menos espaço ocupe um chip melhor. O encapsulamento “tradicional” (com todos os seus pins acessíveis) foi preferido para uma soldagem manual pelo que outros como o tipo BGA ou similares foram rejeitados.
- Número mínimo de componentes adicionais: na maioria dos casos são precisos alguns componentes adicionais para adaptar tanto as impedâncias de entrada como de saída ou mesmo para alimentar o amplificador, pelo que quanto menos sejam os componentes mais simples, barato, compacto e fiável será o amplificador.

A seguinte tabela recolhe um resumo das características dalguns amplificadores que foram tidos em conta durante o processo de selecção. Realizou-se uma busca entre os produtos dos principais fabricantes de semicondutores (Analog Devices [19], Avago [20], Skyworks [21], Minicircuits [22] ou RFMD [23]) e estudaram-se os correspondentes *datasheets* sem esquecer a disponibilidade dos mesmos nos principais distribuidores de componentes. O modelo escolhido foi o MGA-86563, já que é o que melhor se adapta aos requisitos do sistema, tem um preço baixo e é simples de soldar. Uma vez feita a selecção do amplificador, o resto dos componentes foram determinados pela *datasheet* deste, já que nela inclui-se um desenho recomendado e foi este que se implementou.

Tabela 3.1: Características dos amplificadores

Fabricante	Modelo	Freq. [GHz]	Ganho [dB] @[GHz]	NF [dB] @GHz	Consumo [ma]	Package
Avago	MGA86563	0,5-6	21,6@2,4	1,6@2,46	14	SOT-363
Analog	ADL5521	0,4-4	20,1@0,9	0,8@0,9	60	QFN8L
Skyworks	SKY65084	1,5-2,4	15-25@1,95	0,7@1,95	30-100	QFN
Minicircuits	SKV-541+	0,45-6	23,2@2	0,5@2	60	MMM1362
RFMD	RF2878	0,15-2,5	1,4@0,881	1,4@0,881	32	SOT23-5

Os últimos passos do desenho foram escolher os tipos dos conectores tanto de sinal de RF como de alimentação. Quantos aos sinais de RF não houve dúvidas, devido ao seu

A imagem anterior mostra o desenho esquemático da placa do amplificador: o sinal é introduzido pelo conector SMA marcado com a “ANT”, a indutância L_1 de valor 3 nH é incluída para realizar uma melhor adaptação de impedâncias à entrada do amplificador, à saída do amplificador o condensador C_3 de 22 pF bloqueia a tensão contínua de polarização do conector de saída. A indutância L_1 , tal como os restantes componentes, foi um componente escolhido criteriosamente para usar a 2 GHz (a frequência de ressonância dos componentes estão bem acima de 2 GHz).

Como se observa no esquemático, este amplificador obtém a sua tensão de alimentação através do pin de saída pelo que é preciso um choque de RF representado no circuito como L_2 . Neste caso escolheu-se um componente da Mini-Circuits, em concreto o ADCH-80A que, com a resistência R_1 de 100 Ω , formam o circuito de polarização do amplificador. Os condensadores C_1 e C_2 (de 10 nF e 100 pF respectivamente) realizam a função de filtragem de algum sinal de RF de ou para o amplificador. Finalmente incluiu-se o LED vermelho e a resistência de polarização respectiva R_2 (300 Ω).

3.1.2 Desenho do PCB

A seguinte etapa no processo de criação da placa do amplificador foi o desenho do PCB, que é o suporte onde são soldados todos os componentes. Utilizou-se o mesmo programa do desenho esquemático: este possui um módulo de roteamento automático, mas neste caso foi desabilitado e a disposição de todos os elementos foi realizada manualmente como é aliás frequente em circuitos de RF. Embora o PCB possa possuir várias camadas (*layers*) neste caso a placa apenas tem duas camadas: a superior onde são soldados os componentes e as linhas que os interconectam e a inferior que tem a função de plano de massa (*ground*). O plano de massa inferior deve ser preservado sem interrupções. Os componentes usados para o circuito foram todos SMD pois possuem menores dimensões e um desempenho mais ideal a frequências muito elevadas.

Como foi explicado em capítulos anteriores o sistema trabalha a frequências entre os 1900 MHz e os 2100 MHz pelo que o sinal deve ser transmitido empregando uma linha de transmissão: optou-se por uma linha *microstrip* ou μ -strip.

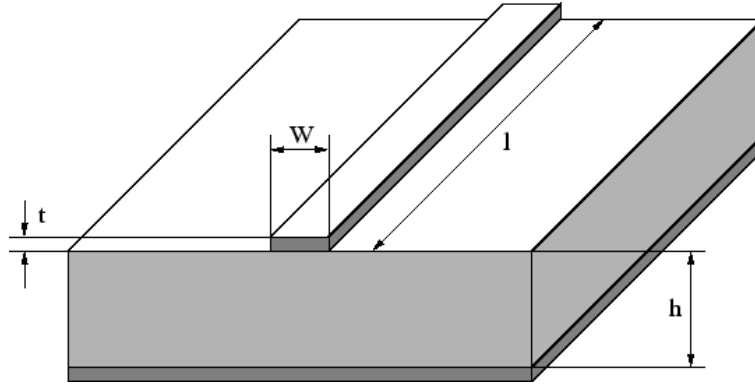


Figura 3.2: Diagrama linha de transmissão *microstrip*

A figura acima apresenta o esquema de uma linha *microstrip* e os seus principais parâmetros:

- W: largura da linha (*strip*).
- l: comprimento da linha.
- t: espessura da metalização.
- h: espessura do dielétrico.

O objectivo é desenhar uma linha para a frequência de trabalho (2 GHz) e que possua uma impedância característica de 50 Ω para conseguir a melhor adaptação possível entre antena, linha e amplificador. Para isso é preciso calcular a largura da linha mediante a equação (3.1) obtida da publicação [25]. É importante dizer que esta é uma aproximação onde o erro é de $\pm 0,25\%$ quando $0 \leq W/h \leq 10$ e do $\pm 1\%$ quando $W/h \geq 10$, apesar disso a expressão resulta válida na maioria das aplicações. Existem também alguns sites com scripts para analisar ou sintetizar linhas *microstrip*.

$$Z_L = \frac{Z_{F0}}{\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \cdot \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{8 \cdot h}{W} + \frac{W}{4 \cdot h}\right) & , \frac{W}{h} \leq 1 \\ 1 & \\ \frac{W}{h} + 2,42 - 0,44 \cdot \frac{h}{W} + \left(1 - \frac{h}{W}\right) & , \frac{W}{h} > 1 \end{cases} \quad (3.1)$$

Para poder fazer os cálculos da linha é preciso conhecer os parâmetros do substrato que vai ser empregado para a fabricação do circuito impresso. No mercado existe uma multitude de substratos que podem ser desde os clássicos de fibra de vidro, os especiais para trabalho com sinais de RF (indicados pelas suas baixas perdas a altas frequências) até os que são flexíveis ou possuem um núcleo cerâmico ou metálico para a dissipação de grandes potências. Neste caso a escolha do substrato veio ligada a empresa

escolhida, que foi a Eurocircuits [26]. As razões da preferência por esta fábrica foram várias: a qualidade do trabalho (como se pode observar nalgumas das imagens incluídas na tese), as placas possui um acabamento profissional, o preço, a flexibilidade e facilidade de realizar múltiplas cópias duma mesma placa (processo é conhecido com o nome de panelização).

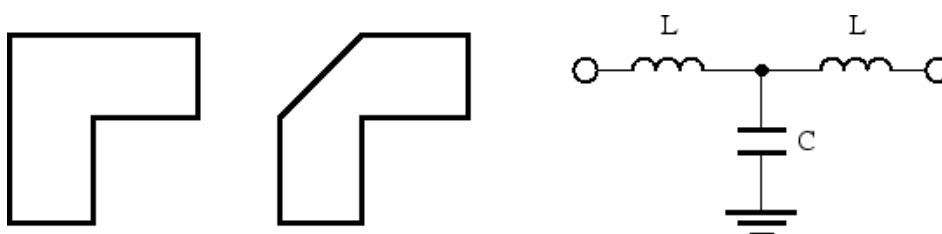
O substrato empregado é o denominado FR-4 [27], cujo nome vem dado pelo seu grau de resistência ao calor. Este material é um substrato *standard* empregado na fabricação de todo tipo de PCBs que não requeiram nenhuma qualidade especial. Não possui um comportamento de excelência a altas frequências mas isto não representa um grande problema já que as linhas de transmissão empregadas são de apenas três ou quatro centímetros e as perdas não induzem uma degradação significativa da figura de ruído.

A seguinte tabela resume os parâmetros do material que foram precisos para realizar a síntese da linha *microstrip* e que se empregaram na equação (3.1). O valor obtido para a largura da linha foi de $W = 2,66$ mm.

Tabela 3.2: Características do substrato FR-4

Característica	Valor
Tipo substrato	FR-4 (<i>Flame Resistant Grade 4</i>)
Espessura do cobre superior	18+17 μm
Espessura do dieléctrico	1,55 mm
Espessura cobre inferior	35 μm
Constante dieléctrica relativa (ϵ_r)	4 – 4,5 @ 1 MHz.

Uma vez conhecidas as dimensões da linha *microstrip* surgiram dois problemas relacionados. O primeiro deles está relacionado com a mudança de direcção da linha para adaptar-se a disposição dos elementos sobre a placa. Este inconveniente pode ter múltiplas soluções: a imagem inferior mostra uma situação onde a linha efectua uma viragem de 90° e como pode ser modelado electricamente o caso.

Figura 3.3: Viragem de 90° numa linha *microstrip* e circuito equivalente

Na literatura técnica este problema é conhecido como *microstrip corner* [28] e foi amplamente estudado. Uma das possíveis soluções pode ser a da figura acima, onde para manter as características eléctricas da linha é preciso modificar as suas dimensões no ponto onde esta faz a viragem. No nosso caso o problema foi resolvido de uma forma muito mais simples: já que apenas são precisos dois tramos de linha (uma para entrada e outro para saída) os elementos de foram distribuídos de modo que não obstruíssem o caminho da linha e por tanto esta fica direita.

O segundo dos problemas relacionados com a geometria das linhas foi o modo de efectuar a ligação entre os pins dos distintos componentes SMD, já que a largura da linha supera as dimensões dos pins e dos próprios componentes: no caso do amplificador as suas patilhas possuem uma largura de 0,15 mm em contraste com os 2,66 mm da linha. Devido a isto foi preciso desenhar um pequeno elemento que actuasse como alimentador da linha e que adaptasse os dois comprimentos sem que afectasse em grande medida ao comportamento eléctrico. Tendo em mente a expressão (3.2) chega-se à conclusão de que para uma frequência de 2 GHz (comprimento de onda no vácuo de 15 cm) e com uma constante dieléctrica eficaz da linha de 3,61 podemos desenhar elementos com uma largura de até 0,5 cm sem modificar o comportamento da linha.

$$L < \frac{\lambda_{\mu s}}{16} \text{ com } \lambda_{\mu s} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.2)$$

Outro dos elementos do circuito que requereu um estudo prévio foram os furos metalizados (*via holes*). São amplamente utilizados nestas aplicações contudo é importante saber a sua impedância pois quando usados directamente com GND em dispositivos amplificadores podem reduzir substancialmente o ganho. O estudo revelou que o furo comporta-se como uma resistência e uma indutância em série [29]. Neste caso os *via holes* não se encontram colocados no “interior” da linha mas são usados para ligar as duas faces do PCB ou seja ligar ao plano de massa um elemento da face superior. Sem entrar em mais pormenores (já que uma vez estudado o elemento chegou-se a conclusão de que a sua influência sobre o sistema é mínima) a imagem inferior descreve a geometria de um furo metalizado, onde D é o diâmetro do furo, h a espessura do substrato e t a espessura do cobre.

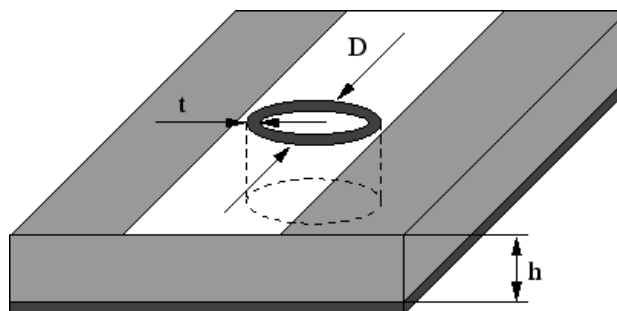


Figura 3.4: Geometria dum furo metalizado

No gráfico inferior pode observar-se a indutância de um furo metalizado em função da relação entre os parâmetros D e h e com uma capa de cobre de 2 mil, equivalente a $50,8\text{ }\mu\text{m}$ (muito maior da empregada: $35\text{ }\mu\text{m}$). Pode-se tirar como conclusão que quanto maior for diâmetro do furo menor a sua indutância. Temos que ter em mente as dimensões dos componentes e a recomendação do fabricante do amplificador que recomenda colocar vários furos metalizados o mais perto possível deste (em paralelo o que minimiza a indutância do conjunto) para fazer a sua ligação ao plano de massa pelo que se optou por um diâmetro exterior do furo de $1,5\text{ mm}$. Um furo com D/h unitário tem cerca de 5 pH ou seja uma impedância de $62\text{ m}\Omega$.

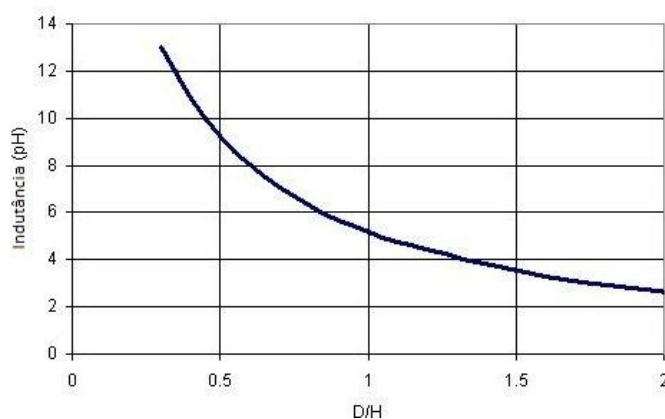


Figura 3.5: Indutância de um furo metalizado num substrato de cobre de 2 mil

Uma vez analisados os problemas anteriores e tendo em conta as soluções encontradas procedeu-se ao desenho do PCB no programa Eagle: o resultado final é o mostrado na Figura 3.6. Como se pode observar o sinal faz um percurso de esquerda para a direita, estando situado o amplificador no centro da placa, o resto dos componentes, que ocupam a metade inferior do PCB, são os relativos à alimentação do sistema e o LED, apesar de empregar elementos de montagem superficial o tamanho da placa ($33\times 43\text{ mm}$) não ficou muito pequeno devido ao tamanho dos conectores e a decisão de que as linhas de

transmissão fossem em linha recta. Seria contudo possível minimizá-la ainda mais um pouco.

A superfície em cor azul representa o plano de massa na face inferior da placa enquanto a cor encarnada representa as pistas de cobre da parte superior, os círculos em cor verde são os furos metalizados que comunicam as duas faces da placa e as zonas tracejadas são as máscaras de solda onde o cobre fica sem protecção para efectuar a soldadura dos componentes.

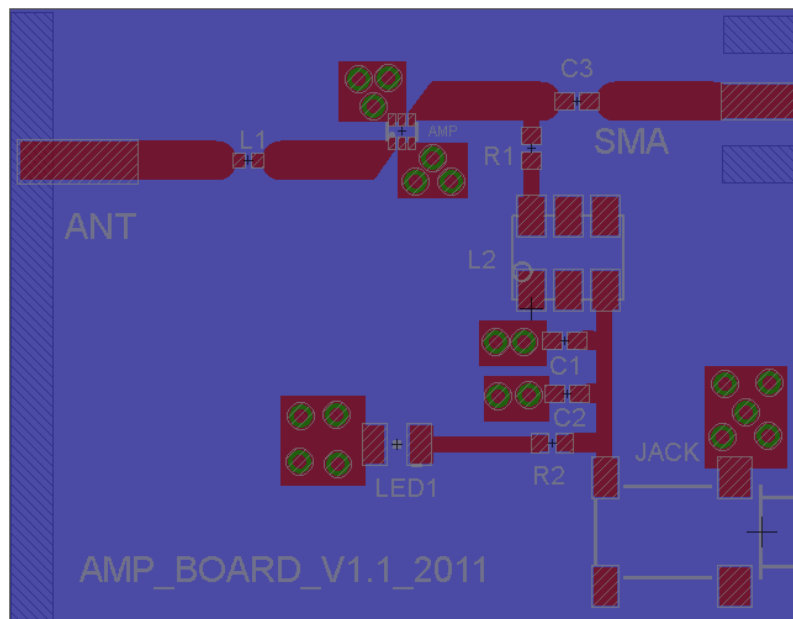


Figura 3.6: Desenho da placa do amplificador

3.1.3 Construção e testes da placa do amplificador

Uma vez tendo disponíveis as PCBs e todos os componentes começou-se o processo de soldadura.

Existem dois tipos de procedimentos: o manual, mediante o qual se vai soldando componente a componente com ajuda de um ferro de soldar de tipo lápis (este método é barato e não requiere ferramentas específicas e caras) contudo o resultado não possui uma qualidade profissional. Em elementos de dimensões muito pequenas existe o risco de curto-circuitar várias pistas e é mais lento que a sua alternativa.

A outra hipótese consiste em empregar um processo de *reflow* que consiste em colocar uma pasta de estanho sobre a placa mediante um *stencil* (uma forma com as mascaras de solda do PCB) para posteriormente colocar os componentes nas suas posições finais

e introduzir tudo num forno que eleva a temperatura acima dos 200°C, este método é o que produz um acabamento de maior qualidade mas requiere equipamento caro, formação específica no emprego de certo tipo de ferramentas e não existe apoio técnico no departamento para a realização.

Cabe destacar o problema que houve para conseguir soldar o chip do amplificador. O maior dos problemas não foi devido ao reduzido tamanho mas sim da necessária proximidade com os furos metalizados (quatro dos pins são ligados a massa). Seguindo as instruções do *datasheet* colocaram-se seis *via-holes* nesses pins. O problema foi que ao realizar a soldadura a uma temperatura normal os furos dissipavam todo o calor para o plano de massa evitando a subida de temperatura ao ponto de fusão da solda. Foi preciso empregar uma temperatura muito maior (da ordem dos 300-325 °C) durante curtos períodos de tempo (a modo de impulsos).

Uma vez soldados os componentes e conectores a aparência final da placa é a mostrada na Figura 3.7, após uma inspecção visual com uma lupa para verificar que as soldaduras eram correctas e que não existiram curto-circuitos entre os distintos pins do amplificador a placa foi medida e testada para comprovar as prestações.

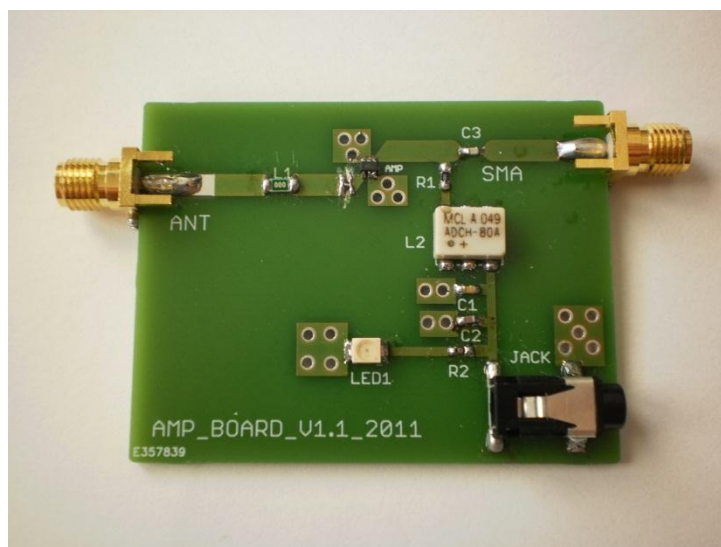


Figura 3.7: Placa do amplificador com todos os componentes soldados

Para realizar as provas, a placa foi ligada a um VNA (HP8753D) cuja frequência máxima é de 3 GHz, suficiente para as medições que foram realizadas. O objectivo deste processo foi verificar que o ganho estava dentro dos valores esperados e que o coeficiente de reflexão era suficientemente baixo. Uma vez ligada a placa ao VNA e a alimentação configurou-se o equipamento para mostrar o ganho (parâmetro S_{21} da matriz

de dispersão) do amplificador mas os resultados não foram os esperados: o amplificador estava a atenuar. Realizou-se o mesmo teste em todas as placas restantes e apenas uma das cinco construídas mostravam ganho. Depois de fazer várias verificações, nomeadamente que as tensões de alimentação eram correctas em todos os pontos críticos da placa, chegou-se a conclusão de que o chip do amplificador estava avariado, pelo que este foi substituído pondo especial cuidado em empregar a mínima temperatura possível para soldá-lo e empregando sempre elementos anti estáticos na manipulação.

Uma vez realizadas as reparações oportunas repetiram-se as medidas e obteve-se um ganho da ordem dos 20-22 dB segundo as distintas placas, um valor ligeiramente inferior ao esperado mas totalmente válido para o propósito. O seguinte passo no processo de verificação foi a medida do coeficiente de reflexão a entrada (parâmetro S_{11}) que proporciona informação sobre a adaptação entre a antena e o amplificador. Antes de apresentar os valores obtidos desta medição, é preciso definir o que é o coeficiente de reflexão e de transmissão a sua relação, segundo [30] as expressões destes parâmetros são as seguintes:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_S}{Z_L + Z_S} \quad (3.3)$$

$$T = (1 \mp \Gamma) \quad (3.4)$$

Onde Z_L é a impedância de carga e Z_s a impedância característica da linha de transmissão.

A equação (3.3) fornece uma definição para o coeficiente de reflexão em função da impedância dos meios que formam a descontinuidade onde se está a medir este valor. Neste caso concreto o coeficiente de reflexão é medido à entrada da placa do amplificador (no conector SMA) não na entrada do amplificador. A transmissão quantifica a potência entregue ao sistema.

Havendo uma reflexão à entrada de um dispositivo parte da sua potência é reflectida e perde-se na carga da fonte de sinal. As perdas por desadaptação (*mismatch losses*) [31], são dadas pela equação (3.5).

$$ML = 10 \log \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} [dB] \quad (3.5)$$

Expostos estes conceitos teóricos podem-se analisar as primeiras medidas realizadas sobre a placa e nomeadamente o coeficiente de reflexão. Foram medidos valores muito elevados que estavam à volta de 0,8 ou 0,9 para o $|\Gamma|$ o que produzia umas perdas por desadaptação de volta dos 4,43 – 7,21 dB o que significa que uma parte importante do sinal perdia-se por desadaptação de impedâncias. Para melhorar esta situação, sem actuar sobre o desenho do PCB (com incremento de custos e atrasos que isso suporia) decidiu-se modificar a posição sobre a linha *microstrip* da indutância L_1 , a qual, segundo o *data-sheet* desempenha um papel fundamental no processo de adaptação a entrada do amplificador. Fez-se uma pequena fenda na linha *microstrip* à entrada do amplificador o mais perto possível a este e logo soldou-se nesse local a indutância L_1 . No lugar original desta colocou-se uma resistência de 0 Ω para salvar o espaço que ocupava inicialmente L_1 . Após esta modificação repetiram-se as medidas e obtiveram-se valores para $|\Gamma|$ entre 0,52 e 0,61, que apesar de não ser óptimos implicam uma melhoria de uns 4 dB aproximadamente (já que as ML são agora de cerca dos 1,36 – 2,02 dB). Na Figura 3.7 pode observar-se esta modificação e a sua aparência final. Concomitantemente verificou-se naturalmente um maior ganho do amplificador que subiu na proporção da diminuição das perdas por retorno. De facto a indutância deveria ter sido colocada originalmente no plano do amplificador mas, mesmo assim com esta reparação, ficou a sensação que o parâmetro S_{11} do amplificador não corresponderá ao pedido.

Outro problema detectado nesta placa foi a extrema sensibilidade do amplificador a descargas electrostáticas, especialmente as provocadas pelas tensões parasitas do ferro de soldar quando este não estava correctamente ligado a massa. Provavelmente foi esta a causa que levou a que apenas funcionasse uma das placas e sucessivas substituições do chip até que foi identificada a raíz do problema com o conseguinte atraso na realização do projecto.

Com todas as modificações realizadas sobre a placa e após várias medições deixou-se a placa conectada ao VNA durante um par de horas para comprovar se algum componente aquecia o que indicaria um mau desenho ou uma soldadura em mau estado. Tanto as medidas de ganho como as do coeficiente de reflexão foram repetidas depois deste longo período de funcionamento para comprovar se existia alguma variação nos parâmetros com o tempo o que deveria ter-se em conta em futuras medidas com o *sounder* mas as variações foram inexistentes. A Tabela 3.3 resume os valores medidos sobre as cinco

placas de amplificadores construídos (o equipamento leva quatro mas fez-se uma de reserva):

Tabela 3.3: Resumo das medições das placas dos amplificadores

f= 2 GHz	Coeficiente de reflexão (S_{11})		Ganho (S_{21})
Núm. Amp.	Magnitude	Fase [°]	[dB]
1	0,61	3,2	26,5
2	0,53	-9,0	28,1
3	0,61	3,0	24,4
4	0,60	-12,6	27,5
5	0,56	-1,5	27,8

Os valores apresentados na tabela de acima foram medidos a uma frequência de 2 GHz que é a central da banda da operação do *sounder*. De seguida incluem-se uma série de figuras obtidas no processo de comprovação das placas dos amplificadores. Para isso o analisador foi ligado ao computador mediante uma interface GPIB - USB para poder realizar a captura dos dados e gráficos apresentados.

Amplificador número 1:

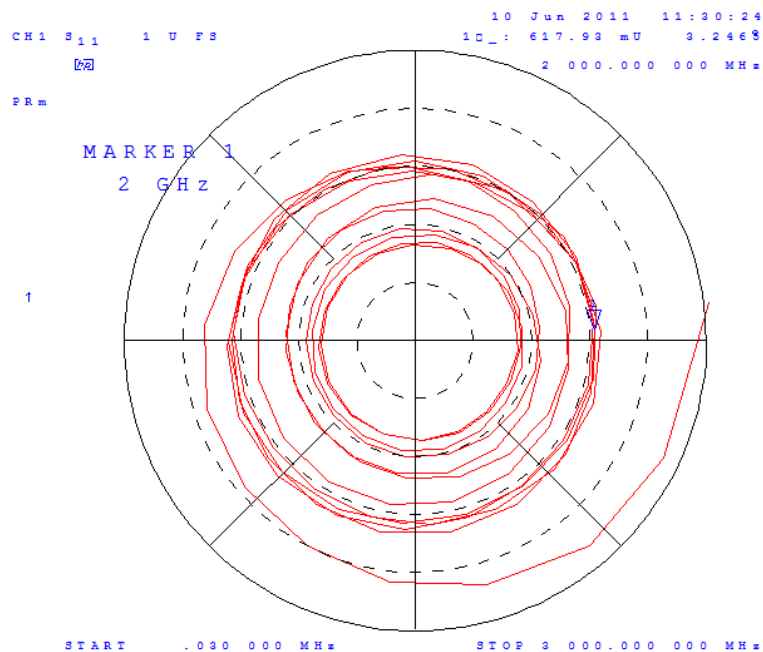


Figura 3.8: Coeficiente de reflexão, coordenadas polares: amplificador 1

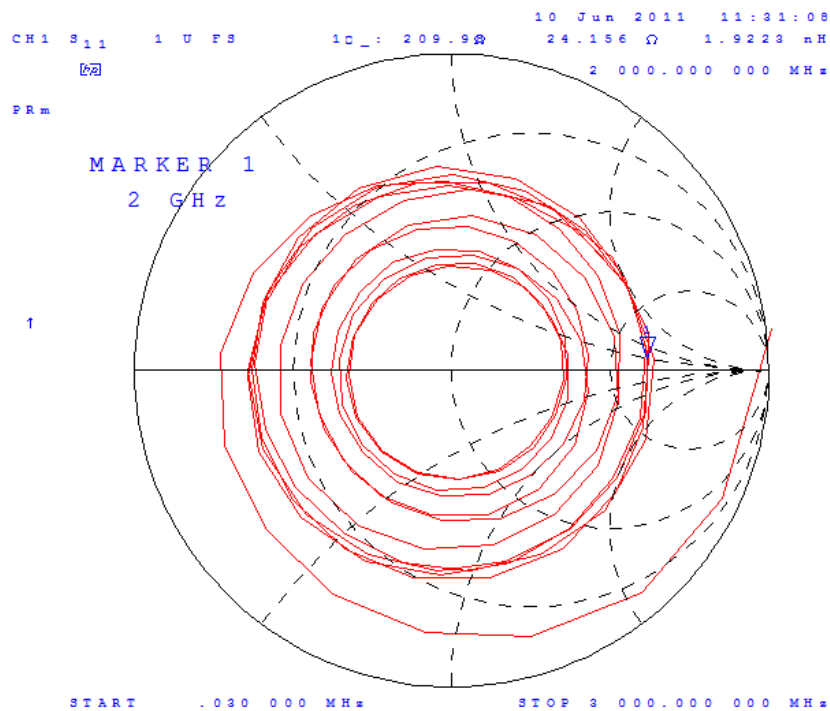


Figura 3.9: Coeficiente de reflexão na carta de Smith: amplificador 1

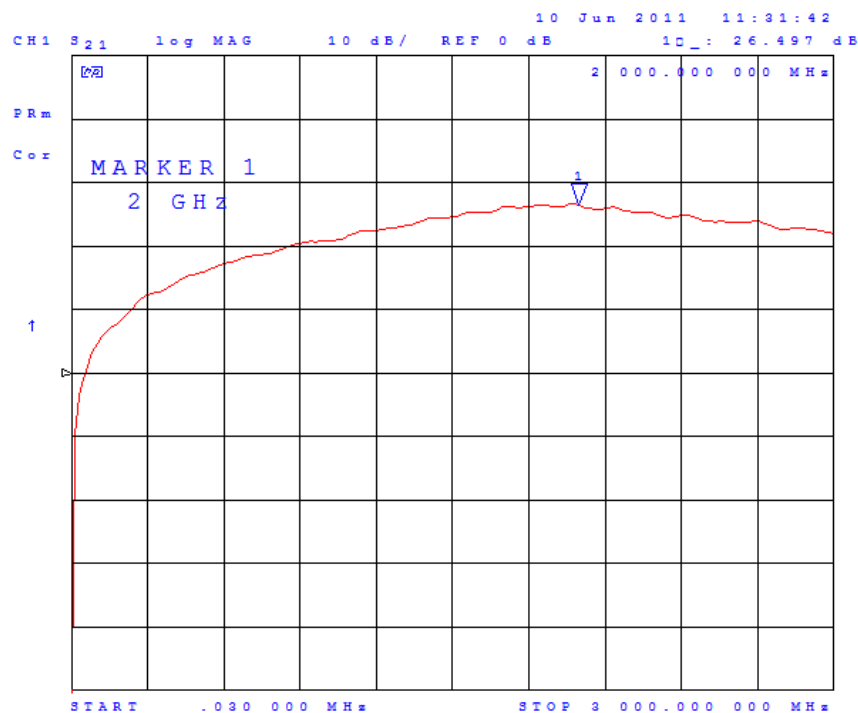


Figura 3.10: Ganho (dB): amplificador 1

A Figura 3.9 diz respeito ao S_{11} representado sobre uma carta de Smith e a Figura 3.10 mostra o S_{21} em unidades logarítmicas (dB). Nos três casos a análise foi realizada desde os 30 kHz até os 3 GHz com o objectivo de analisar em maior profundidade o

comportamento do sistema e detectar erros como possíveis ressonâncias ou desajustes. Em todas as medidas sobre as placas dos amplificadores foi empregado um DC-Block (modelo Aeroflex 8535) à entrada, já que a placa não possui um condensador na entrada para eliminar um possível nível de tensão contínua. Este DC-Block foi tido em conta na calibração do analisador pelo que a sua presença não influenciou sobre as medidas.

3.2 Placa do *switch*

Devido a que o *sounder* possui mais de uma antena foi preciso incorporar um dispositivo que realize a comutação entre as distintas fontes do sinal. Este dispositivo é um *switch* de RF que segundo os valores de dois sinais digitais de controlo coloca na saída o sinal presente numa determinada entrada.

3.2.1 Escolha de componentes e desenho do esquemático

O primeiro passo no desenho desta PCB foi definir os requisitos que devia de cumprir o *switch* ou comutador. A seguinte lista enumera

- O número de entradas deve ser maior ou igual que o número de antenas, o ideal é que o número de entradas seja igual o número de antenas ou seja quatro.
- O tipo de entrada pode ser de dois tipos: “*reflective*” ou “*nonreflective*”, esta opção define o comportamento da entrada quando esta não é a entrada seleccionada. Na primeira das opções simplesmente não se encontra seleccionada e podem existir reflexões para trás que podem alcançar a antena e ser radiadas (com muita menor potência) e captadas pelas antenas mais próximas aumentando o fenómeno de influência mútua das antenas, na segunda opção “*nonreflective*” (também conhecida com o nome de “*absorptive*”) o sinal não seleccionado liga-se a uma carga adaptada ($50\ \Omega$) onde é absorvido e evitando assim possíveis interferências. Este último tipo de entrada é o apropriado para este sistema.
- Um factor crítico na escolha é o isolamento. No *data-sheet* aparece o valor de atenuação em dB entre uma entrada e a saída quando a entrada não se está activa ou seja não está seleccionada. Para esta aplicação interessa um isolamento o mais elevado possível de modo que a fracção de sinal de saída correspondente às antenas não activas seja mínima.
- O sistema de selecção de entradas deve ser electrónico, portanto podem rejeitar-se todas as opções onde a comutação seja mecânica. Os sinais de controlo devem de ser compatíveis com os níveis lógicos fornecidos pela placa PCI de

controlo dos motores, neste caso TTL. Deste modo evita-se ter que colocar um conversor de níveis lógicos.

- Outro dos factores a ter em conta, como no caso do amplificador, é o tipo de encapsulamento do chip e que este seja soldável sem necessidade de empregar técnicas especiais.
- Finalmente resulta interessante que a tensão de alimentação do *switch* seja igual à do amplificador (5 V) para evitar ter duas tensões de alimentação distintas.

Para escolher o *switch* mais apropriado para este sistema realizou-se um estudo do catálogo de distintos fabricantes de semicondutores, fez-se uma primeira selecção restando três possíveis chips, cujas características estão resumidas na Tabela 3.4, como características comuns aos três modelos: todos são alimentados a 5 V, são do tipo SP4T o que quer dizer que possuem quatro entradas comutadas a uma saída, em quanto ao sistema de controlo todos são compatíveis com sinais TTL de 5V, nos dois primeiros (Skyworks) apenas são precisas dois sinais e uma massa, enquanto no da Minicircuits são precisos quatro sinais e uma massa.

Tabela 3.4: Resumo das características dos comutadores

Fabricante	Modelo	Frequências [GHz]	Ins. Loss. [dB]@GHz	Isolamento [dB]@GHz	Tipo de entradas	Package
Skyworks	AS204-80	0,0003-3,5	0,6@2	30@2	<i>Nonreflective</i>	SSOP16
Skyworks	SKY13322	0,02-6	2@2	26@2	<i>Reflective</i>	AN1102
Minicircuits	GSWA430	DC-3	2@2	32@2	<i>Nonreflective</i>	MLPD10

Uma vez analisadas as características de todos os *switch* decidiu-se empregar o Skyworks AS204-80 já que possui umas boas características de RF, é do tipo *nonreflective* e o encapsulamento é fácil de soldar.

O seguinte passo no desenho desta placa foi o tipo de conector ou conectores a empregar para proporcionar alimentação e sinais de controlo a este chip. Em primeiro lugar optou-se por empregar dois conectores distintos mais chegou-se a conclusão de que empregando um conector com pelo menos cinco contactos (dois para alimentação, dois para sinais de controlo e outro para massa dos sinais de controlo) evitava-se colocar dois conectores e ter dois cabos mais pendurados do sistema. A melhor opção foi empregar um conector tipo RJ-45, como os empregados nas redes de computadores

Ethernet, já que permite uma conexão robusta, sem possíveis erros de polaridade e são simples de encontrar e montar.

Uma vez escolhidos os componentes principais, o resto do desenho foi baseado na placa do amplificador, já que se emprega o mesmo circuito de polarização do LED e de desacoplamento de DC, os conectores de RF empregados são do mesmo tipo que no amplificador: SMA.

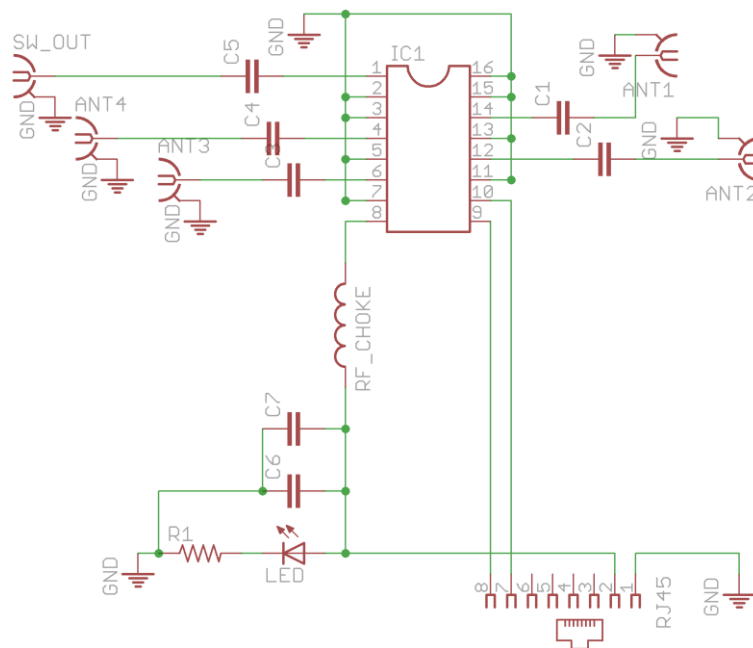


Figura 3.11: Desenho esquemático da placa do *switch*

Com todos os elementos já seleccionados, desenhou-se um esquemático no Eagle [24] que serviu como base para o posterior desenho do PCB, o elemento principal do circuito é o chip do *switch*, denominado IC1 no esquemático, todas as saídas e entradas de RF do circuito possuem condensadores de desacoplamento de contínua (C₁ a C₅) de 22 pF. O circuito de polarização do LED está constituído pela resistência R₁ de 300 Ω , em quanto ao circuito de alimentação é composto por dois condensadores e um *switch* estes elementos são os mesmos que os empregados na placa do amplificador.

3.2.2 Desenho do PCB

Para realizar o desenho da placa do circuito impresso para o *switch* foi preciso ter em conta tudo o explicado na secção 3.1.2 no referente ao desenho de circuitos com linhas *microstrip*, neste caso é mais se cabe já que o número de sinais é maior e pode existir interferência entre as distintas linhas.

Se duas linhas de transmissão (como neste caso duas linhas *microstrip*) são paralelas e encontram-se a pouca distância uma da outra pode dar-se o fenómeno de acoplamento ou *crosstalk* onde um sinal existente numa delas pode influir na outra, este fenómeno está bem documentado nos estudos referenciados em [32] e em [33]. No caso desta placa tentar-se-á que as linhas estejam o mais separadas possível (sem comprometer em grande medida o tamanho do PCB) e que não sejam paralelas entre si. Outro facto a ter em conta é o comprimento da linha (neste caso tentar-se-á fazer o menor possível). Seguindo todos estes conselhos de desenho o *crosstalk* ver-se-á reduzido ao mínimo e não afectará ao comportamento do equipamento.

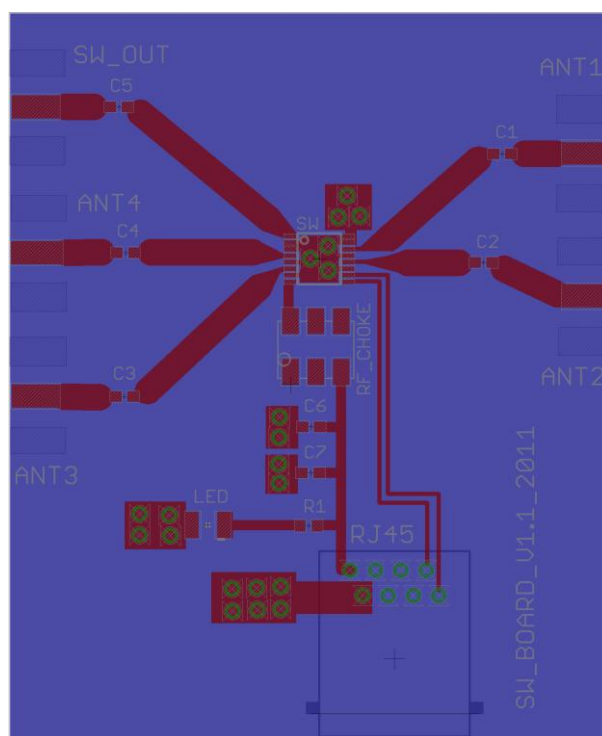


Figura 3.12: Desenho da placa do switch

A Figura 3.12 mostra o desenho do PCB: em verde encontram-se realçados os furos metalizados, em côr azul o plano de massa correspondente com a face inferior da placa e em côr encarnado as pistas da face superior. Pode observar-se como as linhas *microstrip* que partem dos conectores SMA não são paralelas e são o mais curtas possível.

Cabe destacar a dificuldade de realizar a ligação de cinco linhas *microstrip* com uma largura de 2,6 mm a um chip que apenas mede 3,90x4,90 mm e com uns pins de 0,25 mm de largura. Para realizar esta tarefa foi preciso desenhar uns elementos que actuassem como adaptadores como se fez na placa do amplificador sempre tendo em

conta que neste chip existem numerosos pins que devem ir ligados a massa (debaixo do *switch* foram colocados 3 furos metalizados que realizam esta tarefa).

A fabricação desta placa foi encomendada a empresa Eurocircuits [26], tal como as do amplificador, para conseguir uniformidade no substrato empregado e embaratecer os custos.

3.2.3 Construção e testes da placa do *switch*

O processo de construção desta placa foi muito semelhante ao das placas dos amplificadores. Neste caso o circuito integrado foi muito mais simples de soldar já que o chip é muito maior e os furos metalizados encontram-se mais afastados da zona de soldadura.

Para soldar o chip do comutador seguiu-se o procedimento habitual para soldar componentes SMD: em primeiro lugar fundiu-se um pouco de solda nuns pins dos extremos no PCB e, posteriormente, com uma pinça depositou-se o chip na sua posição e aplicou-se calor com o ferro de soldar sobre o pin que já tinha solda. De seguida soldou-se um pin do extremo oposto para segurar o chip à placa e de seguida o resto dos pins. Resulta de grande ajuda o emprego de *flux* o qual limpa os pins e a superfície do PCB de sujidade e facilita a fusão da solda.

Durante a soldadura dos conectores SMA foi preciso esperar algum tempo após soldar cada conector já que estes, por serem grandes e metálicos, precisam de muita temperatura e tempo para que a solda alcance o ponto de fusão. Este excesso de calor é dissipado através do plano de massa e transmitido ao resto dos componentes, os quais podem resultar danificados se a temperatura chega a valores muito elevados (especialmente o LED e o *switch*).

Cabe destacar que realizar para realizar a montagem do conector RJ-45, que está montado na face oposta aos componentes SMD, foi necessário modificar a placa. Uma vez que todos os furos são metalizados estes ligam o plano de massa de uma das faces com as pistas que chegam a esse furo no outro lado da placa, pelo que foi preciso realizar um pequeno furo cego para eliminar esse possível curto-circuito. Este problema não existiria se alguns dos furos não estivessem metalizados.

A montagem do resto dos componentes não requereu uma atenção especial durante o processo. O resultado final da placa pode observar-se na fotografia da Figura 3.25. Foram construídas duas placas para ter uma de reserva.

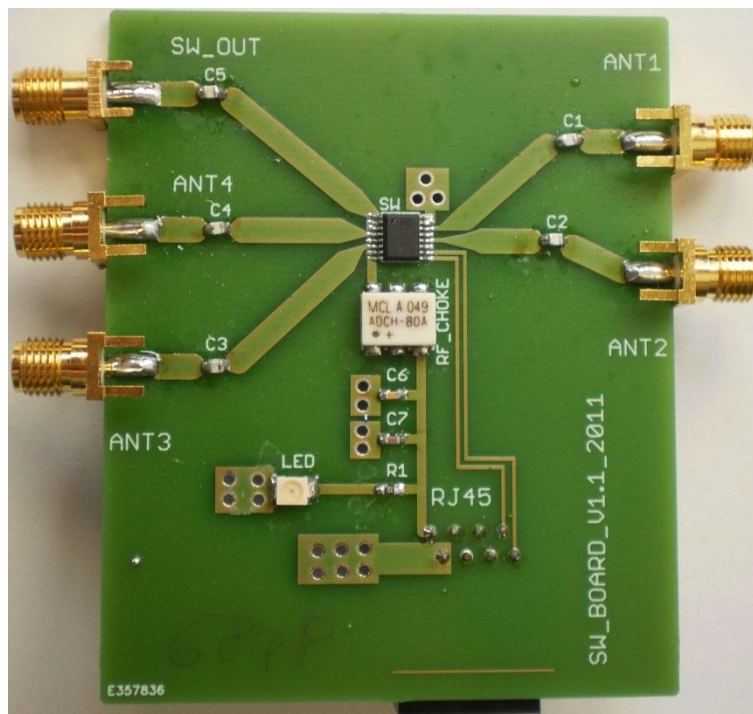


Figura 3.13: Placa do switch com todos os componentes soldados

Finalizadas as placas realizou-se uma inspecção visual das soldaduras com uma lupa para verificar ausência curto-circuitos no chip. Uma vez realizadas as verificações oculares realizou-se o processo de medida.

Uma vez verificadas as placas, estas foram submetidas a várias medições para comprovar os seus parâmetros principais, a saber: isolamento entre entrada e saída, atenuação na entrada seleccionada e finalmente coeficiente de reflexão a entrada.

Foi utilizado o analisador de redes: o porto número um ligou-se à entrada de interesse do comutador e o porto número dois à saída deste. As entradas que não estavam sendo utilizadas terminaram-se com cargas adaptadas ($50\ \Omega$) a fim de evitar reflexões. A medição foi realizada em toda a gama de frequências do analisador (30 kHz até 3 GHz) e os valores mostrados nas seguintes tabelas foram os obtidos para a frequência central (2 GHz).

De seguida incluem-se uma série de gráficos obtidos durante a etapa de medição com o analisador de redes, no Anexo II foram incluídas mais figuras das medições.

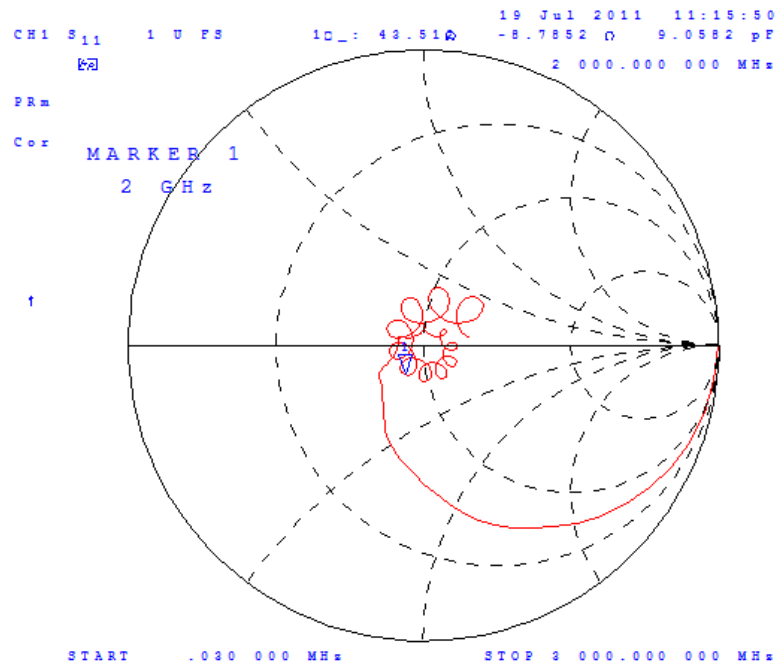


Figura 3.14: Coeficiente de reflexão da entrada 1: switch 1

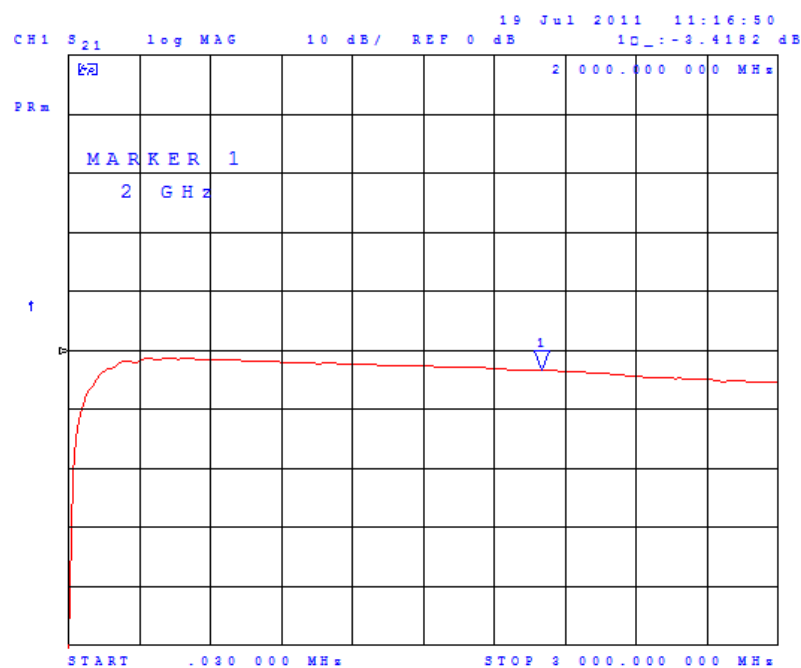


Figura 3.15: Atenuação da entrada 1:switch 1

O primeiro gráfico corresponde ao coeficiente de reflexão medido na entrada número um quando esta está seleccionada e o segundo gráfico representa o parâmetro S_{21} da

mesma medida (ou seja a atenuação produzida num sinal quanto este está seleccionado). As duas tabelas seguintes resumem os resultados das medidas.

Tabela 3.5: Coeficiente de reflexão e isolamentos medidos no *switch* número 1

E. ACTIVA \ E. MEDIDA	COEF. REFLEXÃO		ISOLAMENTO (S21)			
	S11 [MAG]	S11 [FASE]	A1 [dB]	A2 [dB]	A3 [dB]	A4 [dB]
A1	0,12	-121,0	-3,4	-22,7	-32,7	-32,5
A2	0,13	-114,3	-24,0	-3,6	-33,7	-33,6
A3	0,08	-141,2	-24,5	-24,0	-3,6	-20,2
A4	0,25	-60,9	-18,75	-18,1	-15,9	-3,8

As tabelas Tabela 3.5 e Tabela 3.6 contêm um resumo dos parâmetros medidos com o analisador, na coluna da esquerda indica-se qual é a entrada activa e na segunda a entrada na qual se realizou a medição. Para facilitar a leitura realçou-se a verde os dados correspondentes a medição da entrada activa (o que representa a atenuação) e em encarnado as correspondentes medidas das entradas não activas (isolamento). Também foram incluídos na tabela os dados correspondentes ao coeficiente de reflexão de cada uma das entradas. Este foi medido quando a entrada a medir estava activa.

Tabela 3.6: Coeficiente de reflexão e isolamentos medidos no *switch* número 2

E. ACTIVA \ E.MEDIDA	COEF. REFLEXÃO		ISOLAMENTO (S21)			
	S11 [MAG]	S11 [FASE]	A1 [MAG]	A2 [FASE]	A3 [MAG]	A4 [FASE]
A1	0,08	-5,7	-3,5	-22,7	-32,7	-34,6
A2	0,09	-117,1	-24,0	-3,6	-33,8	-33,7
A3	0,04	-137,9	-24,9	-24,2	-3,7	-20,5
A4	0,22	-56,8	-18,7	-18,1	-15,9	-3,8

Comparando os dados obtidos das medidas com os proporcionados pelo fabricante pode dizer-se que o desempenho do *switch* não era o esperado, já que o fabricante indicava uma atenuação da entrada activa de 0,6 dB e na maioria dos casos este valor é cerca dos 3,4 dB, no isolamento também há desvios do valor indicado pelo fabricante mas não são muito grandes. Uma pequena parte das perdas acrescidas poderão ser perdas nas linhas mas não justificam as discrepâncias.

3.3 Placa de alimentação

Igual que todo sistema electrónico activo o *channel sounder* precisa de uma tensão de alimentação. Esta deve manter-se estável ao longo do período de funcionamento e ser independente da carga conectada.

3.3.1 Escolha de componentes e desenho do esquemático

As opções disponíveis para alimentar o sistema são muito variadas, a primeira hipótese consistiu em empregar uma fonte de alimentação de laboratório, mas estas costumam ser volumosas e pesadas pelo que podem ser um obstáculo para realizar medidas no exterior assim que a opção escolhida foi alimentar o sistema mediante baterias recarregáveis (baterias de polímeros de lítio, denominadas LiPo, ou mesmo pilhas tipo AA de NiMH).

Apesar de que a tensão proporcionada pelas baterias é contínua e relativamente estável esta pode flutuar quando varia a carga pelo que foi preciso desenhar um pequeno circuito que regule e estabilize a voltagem. Este circuito foi adaptado aos níveis de tensão e corrente necessários no *sounder*, analisando as folhas de características tanto do amplificador como do *switch* estes são alimentados a 5 V. Na Tabela 3.7 resumem-se os consumos de corrente teóricos de cada um dos elementos activos do circuito.

Tabela 3.7: Resumo dos consumos eléctricos teóricos

Elemento	Consumo [mA]	Número de elementos	Consumo Parcial [mA]
Amplificador	14 – 20	4	56 – 80
<i>Switch</i>	0,5	1	0,5
LED	15 – 20	5	75 -100
Consumo total			131,5 – 180,5

Analisando os dados anteriores pode observar-se que os requerimentos de corrente não são elevados (apenas 180 mA aproximadamente), isto é devido à escolha de um amplificador de baixo consumo e os LEDs foram polarizados de modo que não brilhem com a máxima luminosidade. O consumo do *switch* pode considerar-se desprezável. O elemento escolhido para regular a tensão foi um regulador linear de 5V, do tipo 7805, com uma corrente máxima de saída 1 A (mais que o suficiente para alimentar todo o

sistema). A principal vantagem de este elemento é que precisa de um circuito simples, é barato e proporciona uma boa regulação com independência da carga conectada. No respeitante à conversão dos níveis de tensão não resulta muito eficiente já que precisa de uma tensão de alimentação mínima de 7,5 V para proporcionar 5 V à saída e se a tensão de entrada é um pouco elevada é necessário colocar algum elemento dissipador do calor para proteger ao regulador.

Uma vez escolhido o regulador, principal elemento do circuito, já é possível desenhar o esquema eléctrico desta placa. A placa também foi usada para alimentar o sistema dos sinais digitais de controlo *switch*, que se correspondem com as duas linhas superiores do esquemático da Figura 3.16. O cablado do sistema resulta assim simplificado.

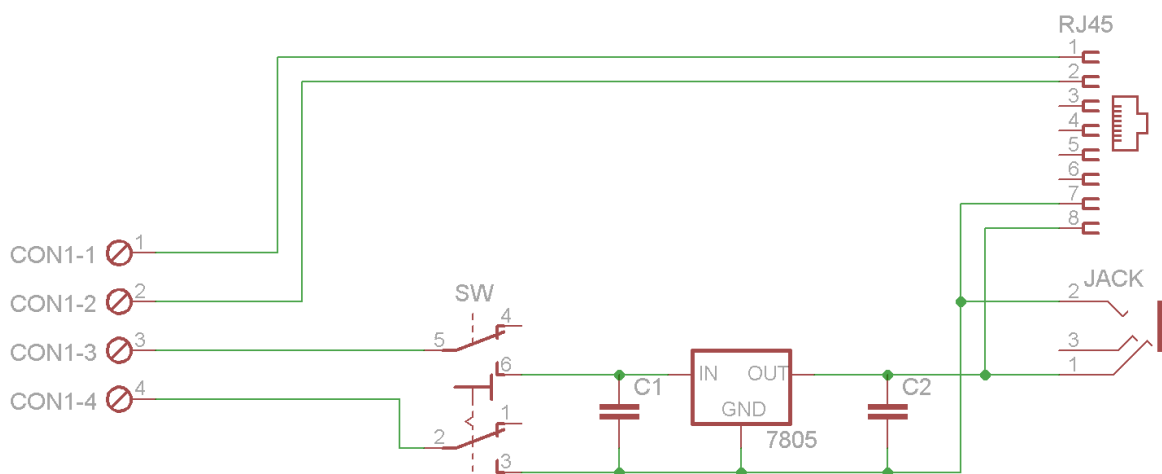


Figura 3.16: Desenho esquemático da placa de alimentação

O esquemático desta placa é formado pelo regulador 7805 e pelos condensadores C_1 e C_2 que realizam a função de estabilização frente a transitórios. Segundo as recomendações do fabricante, C_1 deve de possuir um valor de $0,33 \mu\text{F}$ e C_2 maior de $0,1 \mu\text{F}$ portanto escolheu-se o valor de $0,33 \mu\text{F}$ para os dois. Também foi incluído um pequeno interruptor de dois polos para permitir desligar a alimentação do circuito. Como nas placas anteriores foi preciso colocar conectores e para as placas dos amplificadores empregou-se também um conector *jack* de 3,4 mm mono usado anteriormente, e para a placa do *switch* um conector tipo RJ-45 que permite levar facilmente os sinais de controlo e alimentação a placa correspondente.

3.3.2 Desenho do PCB

O processo de desenho desta placa de circuito impresso resulta muito simples já que os sinais com os que se trabalha são tensões de alimentação ou sinais digitais de baixa frequência pelo que não é preciso empregar linhas *microstrip*.

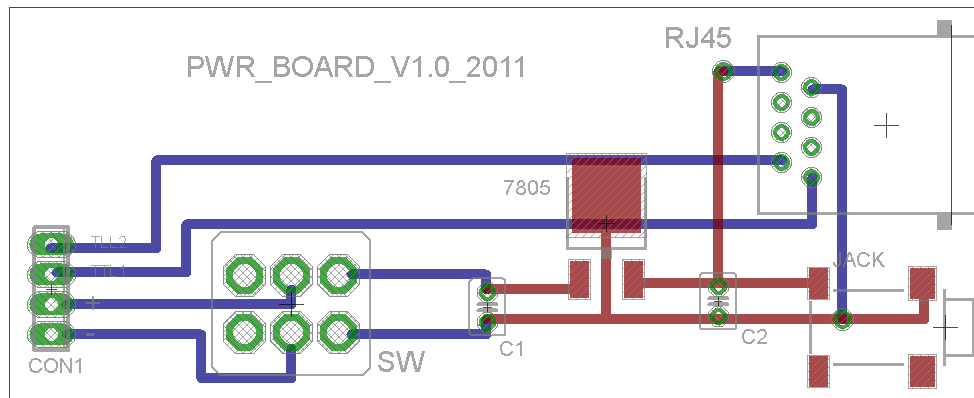


Figura 3.17: Desenho da placa de alimentação

Ao contrário das placas anteriores, a maioria dos componentes são do tipo *through-hole* exceptuando o regulador e o conector *jack*. Optou-se por um desenho de duas faces com o objectivo de minimizar a área das placas, as pistas em cor vermelha são as da face superior e as azuis são as situadas na face inferior. Devido à simplicidade do PCB e à ausência de requerimentos de alta frequência no circuito, este foi realizado no próprio DETI por técnicos especializados.

3.3.3 Construção e testes da placa de alimentação

A construção desta placa não requereu de técnicas especiais já que o único componente com tecnologia de montagem superficial era o regulador, o qual tolera bem as altas temperaturas. O único ponto onde houve que prestar especial atenção foi na polaridade dos condensadores electrolíticos e na posição do interruptor.



Figura 3.18: Placa de alimentação com todos os componentes soldados

Uma vez finalizada a etapa de construção, realizou-se uma inspecção visual das soldaduras, especialmente dos conectores já que estes vão estar submetidos a esforços de conexão e desconexão pelo que é importante comprovar que a sua fixação seja resistente. Outra das comprovações realizadas foi um teste de continuidade das pistas correspondentes aos sinais de controlo digitais.

Com o fim de comprovar o correcto funcionamento da placa, esta foi ligada a uma fonte de alimentação de laboratório e alimentada com uma tensão de 9 V, com a saída da placa de alimentação em circuito aberto mediu-se a tensão de saída, o valor obtido foi o esperado, 5 V.

Um dos problemas que têm este tipo de reguladores é que quando a corrente de saída ou a tensão de entrada são elevadas estes tendem a elevar a sua temperatura, às vezes até limites perigosos para a integridade do dispositivo. Para verificar se era preciso incorporar algum tipo de elemento dissipador, a saída ligou-se uma resistência de baixo valor (uns 10 Ω) para uma corrente de saída máxima e elevou-se a tensão de entrada a 12 V para simular uma das piores situações possíveis. Também se empregou um voltímetro para medir a tensão e a corrente de saída e comprovar que estavam dentro dos níveis razoáveis. A placa esteve ligada durante mais de 30 minutos para permitir que a temperatura estabilizasse. Durante os testes as tensões estiveram dentro das margens esperados (entre 5 e 5,2 V) e o regulador não alcançou uma temperatura muito elevada, apesar disso decidiu-se colocar um pequeno pedaço de chapa de alumínio como dissipador.

3.4 Antenas

As antenas são uns dos principais elementos deste sistema, já que as suas características definem muitos dos parâmetros de operação do *sounder*. A variedade de antenas que podem ser empregadas é muito elevada, em primeiro lugar existem no mercado variadas opções que poderiam ser empregadas mas o facto de possuir umas características prefixadas e impossíveis de variar na maioria dos casos excluiu-as. Além disso no projecto em que se baseia este *channel sounder* as antenas foram realizadas de forma artesanal e posteriormente sintonizadas para a melhor adaptação possível.

Já que o sistema actual trabalha exactamente na mesma banda de frequências, 2 GHz, e emprega a mesma largura de banda que o sistema anterior decidiu-se empregar o mesmo tipo de antenas que foram instaladas no equipamento prévio. Deste modo facilita-

se a comparação entre ambos sistemas já que o emprego de distintas antenas pode ter influência na posterior análise dos dados por parte dos algoritmos de estimação do canal.

3.4.1 Antena transmissora

A antena empregada como transmissora é a mesma que se empregou para algumas medidas na versão prévia do *sounder*, é do tipo discónico e pouco direccional. A largura de feixe a -3 dB é de 65° compreendendo o intervalo [90°,155°]. Devido às características observadas no diagrama de radiação de esta antena, para montagens em que exista uma diferença de altura entre transmissor e receptor, resulta aconselhável usar esta antena no ponto mais alto já que o máximo do diagrama de radiação aponta para o plano inferior.

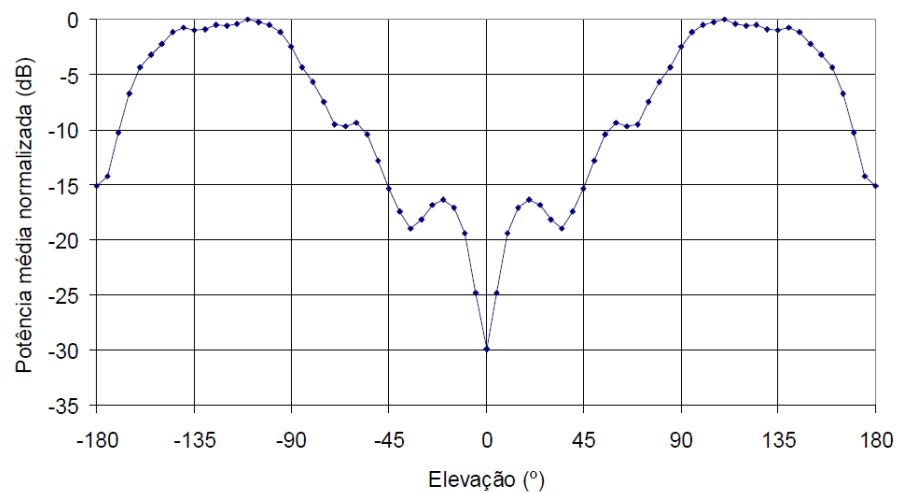


Figura 3.19: Diagrama de radiação antena transmissora

O coeficiente de reflexão foi medido na banda de utilização e mostrou níveis óptimos (-21,3 dB a 2 GHz), sendo a melhor adaptação a 1,95 GHz. A adaptação resulta muito boa inclusivé em gamas de frequências fora da banda o que converte esta antena numa antena de banda larga.

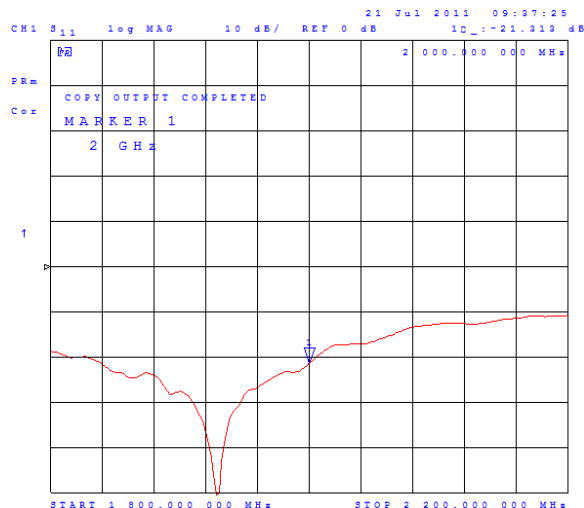


Figura 3.20: Coeficiente de reflexão da antena discônica e fotografia

3.4.2 Antenas receptoras

Em recepção empregam-se quatro antenas do tipo monopolo vertical com um comprimento de $\lambda/4$, teoricamente este tipo de antenas é omnidireccional no plano horizontal mas na prática existem pequenas flutuações de cerca de 2 dB. O diagrama de radiação da Figura 3.21 corresponde-se com a média, efectuada em torno do eixo vertical, do diagrama de radiação efectivamente medido. O diagrama possui um máximo numa elevação de 48° (e não 90° como esperado para um monopólio ideal devido à limitada dimensão do plano de massa) e uma largura de feixe de -3 dB de 35° (correspondente ao intervalo 35° - 70°). No plano horizontal, correspondente com uma elevação de 90° a atenuação do sinal é de 7 dB.

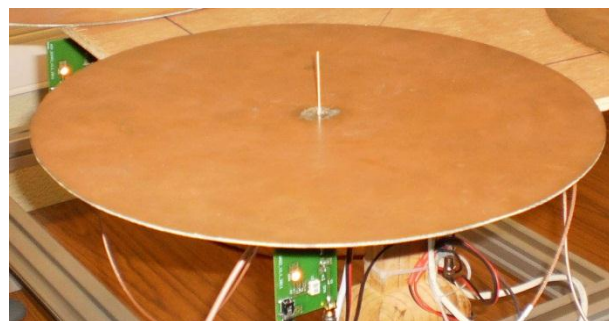
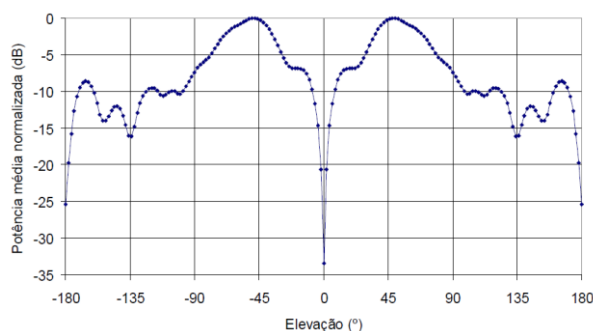


Figura 3.21: Diagrama de radiação do monopolo e fotografia da antena

Para a construção das antenas empregou-se uma placa de PCB com forma circular, para realizar a função de plano de massa e como elemento radiante empregou-se o núcleo de

um cabo semi-rígido. Na parte inferior deste cabo foi soldado um conector do tipo SMA para conectar a placa dos amplificadores.

Para sintonizar a antena na gama de frequências desejada, ligou-se esta ao analisador de redes e configurou-se para medir o coeficiente de reflexão a entrada. Posteriormente foi sucessivamente encurtado o elemento radiante até conseguir um coeficiente de reflexão mínimo no centro da banda de trabalho.

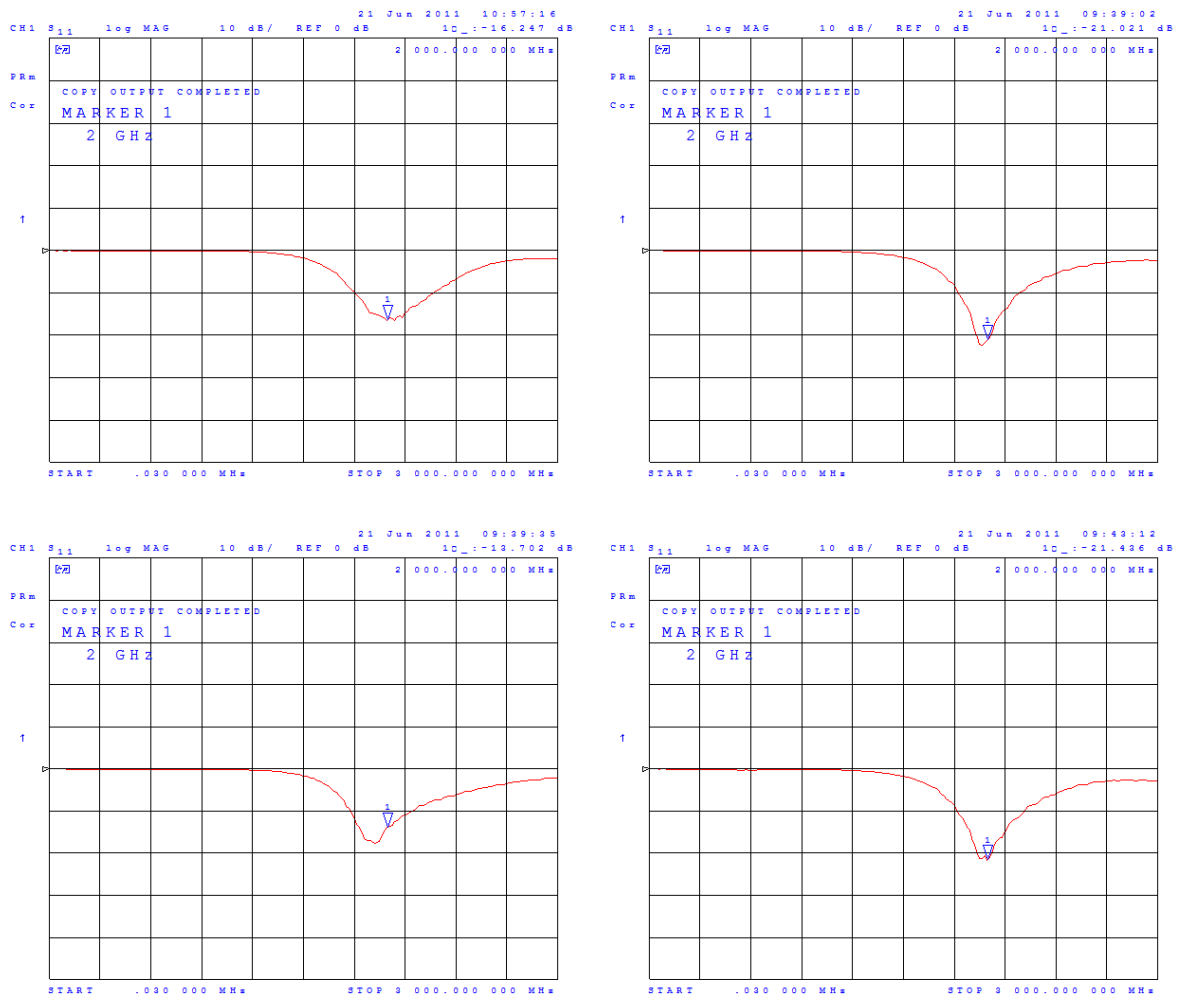


Figura 3.22: Coeficiente de reflexão a entrada dos monopolos

A Figura 3.22 mostra os coeficientes de reflexão a entrada das distintas antenas (no sentido das agulhas do relógio, antenas 1, 2, 3 e 4), estes foram medidos com o VNA entre 0.3 MHz e 3 GHz. Os valores oscilam entre os -12,7 dB da antena 4, e os -21,4 dB da antena 3, os valores referidos são para a frequência central da banda de utilização. De todos modos o S_{11} mantém-se dentro de valores razoáveis na gama de 1,8 a 2,1 GHz.

3.5 Integração do sistema

Uma vez que já foram construídos e verificados todos os módulos que conformam o sistema realizou-se a integração sobre a plataforma de posicionamento XY. Para isso foi preciso desenhar um suporte para colocar as antenas de uma forma fixa (a distância entre as quatro antenas do agregado é um parâmetro determinante na qualidade das medidas) e o resto de elementos do *sounder*: amplificadores, *switch* e sistema de alimentação.

O suporte deve cumprir uma série de requisitos: em primeiro lugar não pode ser metálico já que influiria sobre as medidas realizadas, em segundo lugar deve de ser ligeiro já que os motores não podem realizar grandes esforços, ademais existem acelerações que devem ser tidas em conta por causa da inércia pelo que, ao mesmo tempo robusto de modo a que, após a travagem dos motores, o suporte não fique oscilando o que afectaria em grande medida as medidas. Decidiu-se realizar o suporte em madeira.



Figura 3.23: Fotografia do suporte com as antenas montadas

Para realizar o suporte das antenas empregou-se uma tábua de aglomerado de madeira e sobre esta realizaram-se quatro furos nos vértices de um quadrado de $2,5 \lambda$ (37,5 cm) de lado para ter acesso aos conectores da parte inferior do suporte. O aspecto final do agregado pode observar-se na Figura 3.23. Para fixar o agregado à plataforma das antenas utilizou-se o suporte de madeira que se empregava no sistema anterior para antena já que eleva o agregado uns 40 cm deixando espaço na parte inferior para colocar os módulos de amplificação.

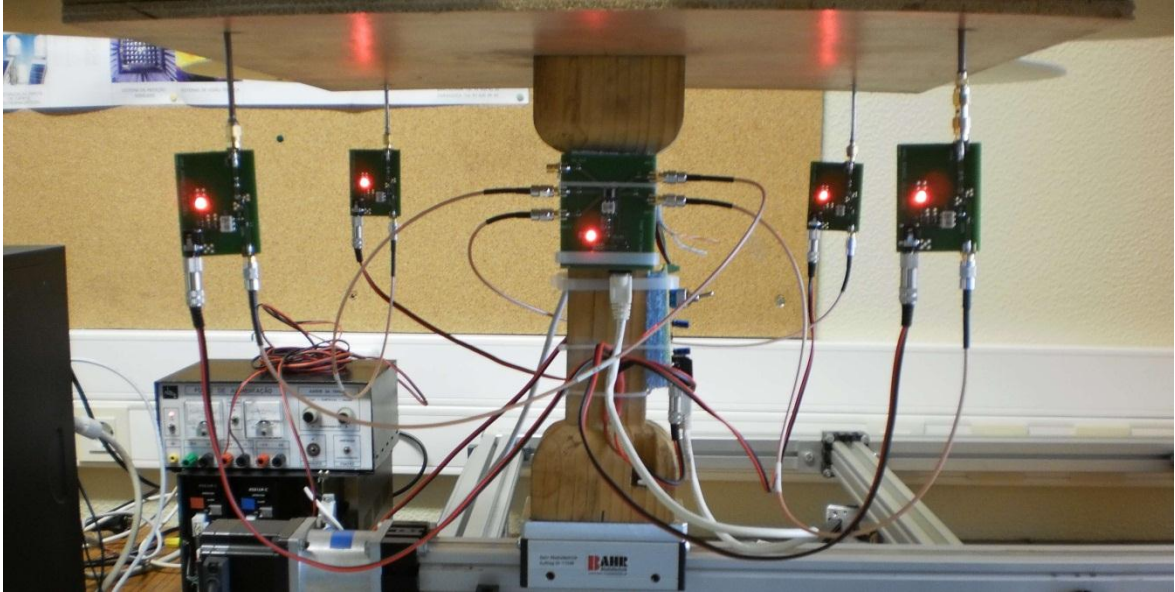


Figura 3.24: Detalhe da parte inferior do sistema já completo

Na fotografia da Figura 3.23 pode observar-se como foram instaladas as placas dos amplificadores mediante conectores SMA. A placa de alimentação e a do *switch* foram fixadas com abraçadeiras plásticas ao suporte de madeira. No caso de querer alimentar o sistema mediante a baterias também é possível colocá-las neste suporte. Neste caso optou-se por empregar uma fonte de alimentação de laboratório.

Uma vez que todos os módulos foram instalados nas suas respectivas posições realizaram-se as conexões. Para a conexão das alimentações realizou-se um cabo com conectores *jack*. Este partirá da placa de alimentação e bifurca-se em quatro (um para cada um dos amplificadores). No caso da placa do *switch* tanto a alimentação como os sinais de controlo transportam-se mediante um cabo como os empregados para as redes de computadores *Ethernet*.

Para levar o sinal de RF desde os amplificadores até ao *switch* empregaram-se cabos de tipo RG316 de 50 cm com uma atenuação medida a 2 GHz de 1,2781 dB. O porto número dois do analisador de redes conecta-se à saída do *switch* mediante um cabo de baixas perdas e o porto número um à antena transmissora também mediante outro cabo de baixas perdas.

Além do já descrito também é preciso realizar a conexão dos sinais digitais de controlo do *switch* entre a placa de controlo dos motores do computador e a placa do *switch*. Para isso empregou-se um cabo terminado num conector VHDCI.

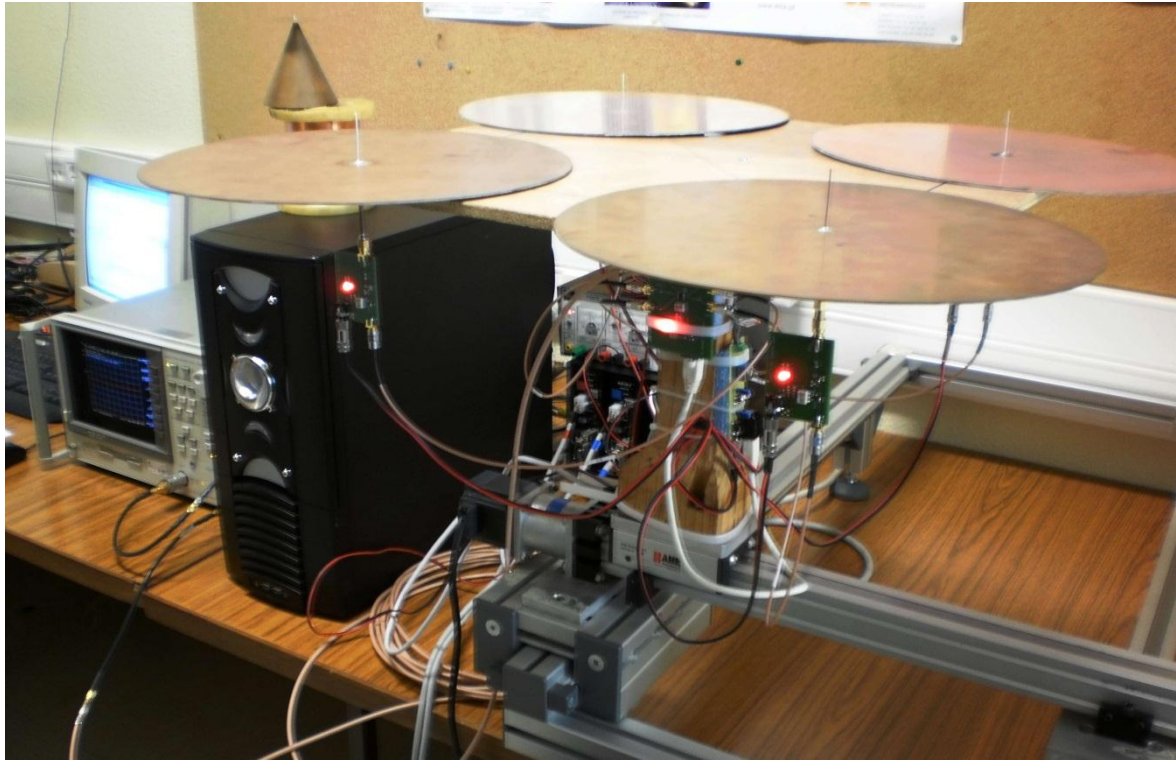


Figura 3.25: Fotografia do sistema completo com todos os sistemas externos

A Figura 3.25 mostra uma fotografia de todo o sistema completo sobre a plataforma e com todos os elementos externos: analisador de redes, computador, fonte de alimentação, plataforma de posicionamento XY e *hardware* de controlo dos motores.

4. Software de controlo e aquisição

Tal e como foi apresentado em capítulos anteriores é um computador o que assume todas as tarefas de controlo do *channel sounder*, pelo que é preciso algum tipo de *software* que realize este trabalho. As linguagens ou plataformas de desenvolvimento para a realização deste *software* são variadas: a primeira hipótese é o desenvolvimento dum *software* totalmente autónomo numa linguagem de programação generalista como o C ou Java e empregar as bibliotecas fornecidas pelo fabricante das interfaces GPIB e de controlo dos motores. Seria possível conseguir uma elevada eficiência mas o processo de desenvolvimento seria muito lento e difícil pelo que é preferível o emprego de um ambiente de desenvolvimento que facilite esta tarefa. Há duas opções: *software* livre ou comercial. No primeiro grupo o *standard* de facto é Scilab [34] em conjunção com o entorno Xcos, mas o fabricante da placa dos motores não fornece bibliotecas para este contexto. No segmento comercial a alternativa mais estendida é o Simulink que forma parte de Matlab [18]. Neste caso também não existem bibliotecas para o desenvolvimento e finalmente temos a opção escolhida: LabVIEW [17]. Existem duas motivações principais para esta escolha, em primeiro lugar o fabricante das placas fornece bibliotecas para este entorno e esta foi a alternativa escolhida para o controlo do *sounder* deste projecto [35].

Trata-se de uma plataforma que emprega uma linguagem de programação visual o que permite uma curva de aprendizagem suave e o tempo de desenvolvimento muito menor. Como desvantagem pode dizer-se que enquanto a complexidade é elevada a facilidade de compreensão do programa reduz-se já que o número de elementos no ecrã é grande. Este *software* permite uma grande versatilidade para criar interfaces com o usuário (denominados *front panels*), a interacção do usuário com os diversos elementos conduz a execução de sub-rotinas, denominadas *Virtual Instruments* (VI) e cada VI é composto por um diagrama de blocos que define as operações a realizar pelo bloco, um painel frontal que contém todos os controlos sobre os quais o usuário interage e um painel de conexões que determina as variáveis de entrada e saída deste VI.

4.1 Desenvolvimento

Como todo o *software* do sistema de controlo do *channel sounder* deve cumprir umas tarefas ou funções básicas. De seguida relatam-se as mais relevantes:

- Definição dos parâmetros da captura de dados: número de medidas a realizar e espaçamento entre elas.
- Configuração inicial do analisador de redes: recuperar calibração e estado.
- Sincronização entre o movimento dos motores e a captura de dados por parte do VNA.
- Comutação das distintas antenas segundo a posição actual.
- Captura dos dados num ficheiro para posterior análise.

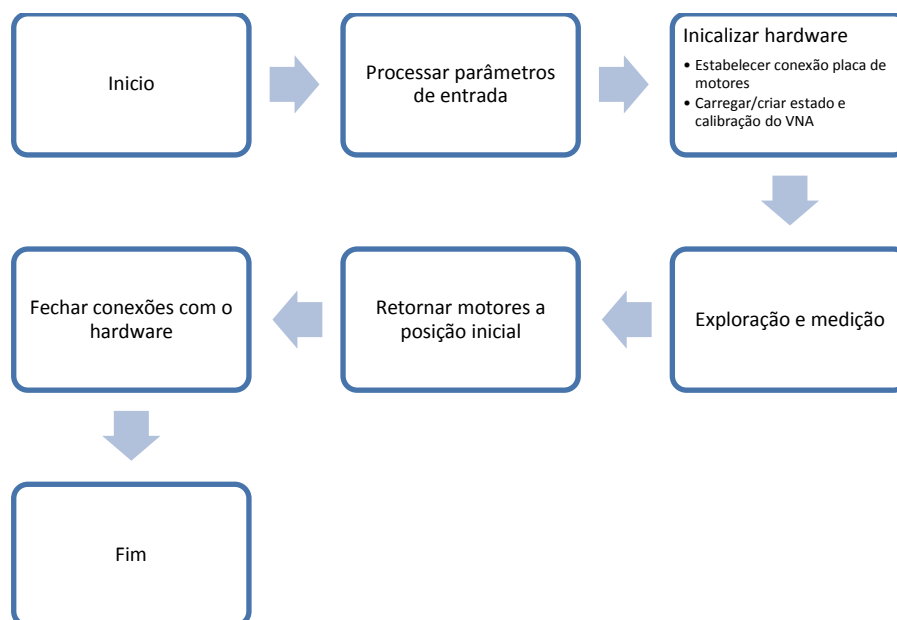


Figura 4.1: Diagrama de blocos geral do software de controlo

Uma vez determinadas as tarefas a realizar pelo *software* estudou-se a biblioteca de funções fornecida pela National Instruments, fabricante da placa de controlo de motores e da interface GPIB, para conhecer em profundidade os VI e tentar realizar um programa o mais optimizado possível. Para desenvolver este programa tomou-se como base o empregado numa tese de mestrado anterior [35]. Desta versão aproveitaram-se vários VI já completamente testados pelo que o tempo adicado ao desenvolvimento foi reduzido em grande medida. A Figura 4.1 mostra o diagrama geral de blocos do *software* de controlo e aquisição de dados. A primeira etapa consiste no processado dos parâmetros de entrada, posteriormente realiza-se a configuração do VNA mediante o carregamento

ou criação -se assim estivesse indicado- tanto de um estado como uma calibração, a seguinte etapa já consiste na captura de dados mediante o deslocamento das antenas e posterior medição com o analisador, uma vez terminada a exploração os motores são retornados às suas posições de origem e finalmente fecham-se as conexões com a placa dos motores e com a interface GPIB que controla o VNA.

Já que o *software* não foi criado de origem foi preciso realizar numerosas modificações sobre este para adaptá-lo à medição dos dados com várias antenas. Na versão anterior do *sounder*, uma só antena era usada para conformar um agregado ou *array* mediante o deslocamento nos eixos X e Y enquanto no caso actual é um agregado “real” formado por quatro antenas numa disposição quadrada o encarregado de recolher as medições e conformar um agregado virtual. Esta modificação faz que o sistema tenha que controlar um *switch* de RF que faz a comutação entre as quatro antenas tendo-se usado para esta tarefa duas das saídas digitais (I/O) com tecnologia TTL das que dispõe a placa de controlo dos motores.

Outra das modificações realizadas tem a ver com a metodologia de exploração do agregado, já que agora teve que ser modificada para que fosse possível obter informação das quatro antenas realizando o mínimo número de movimentos possível com fim de reduzir o tempo de exploração. O facto do espaçamento entre as quatro antenas ser fixo (um quadrado de $2,5 \lambda$ de lado) incrementa a complexidade de realizar as medições já que antes de capturar os dados de uma determinada antena, é preciso verificar se esta se confina dentro do espaço que se quer medir ou se esse mesmo ponto já foi medido anteriormente por outra antena. O espaço que define o agregado virtual vem dado pelo número de pontos a medir em cada eixo e o seu espaçamento. Finalmente, como se explicará mais adiante, também foi modificado ligeiramente o formato do ficheiro no qual se guardavam os dados.

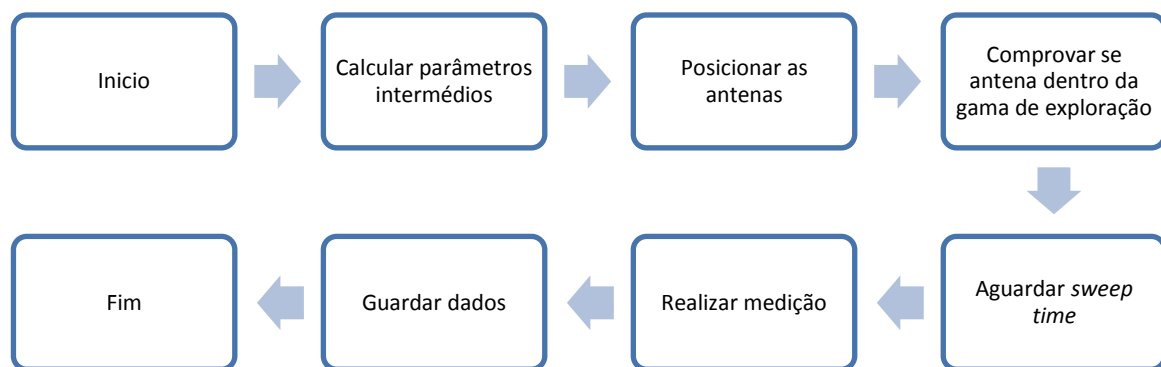


Figura 4.2: Diagrama de blocos simplificado do processo de medição

4.2 Interface com o usuário

A Figura 4.3 mostra a interface de usuário disponível no LabVIEW a qual permite ao utilizador realizar a configuração de forma rápida e visual. Tal como se observa na figura, encontra-se dividida e em quatro partes:

- Configuração dos parâmetros de exploração: nesta secção determina-se o número elementos em cada eixo (X e Y) do agregado virtual e o seu espaçamento em função de λ ($\Delta X/\lambda$ e $\Delta Y/\lambda$). Salientar que o motor permite trabalhar com distintas resoluções espaciais (o que se traduz em distintas relações deslocamento angular-linear da plataforma), neste caso manteve-se a configuração do *software* anterior: 500 passos por volta, correspondendo uma volta a um deslocamento linear de 5 mm, o factor de escala a empregar resulta em 100 passos/mm. Para a realização de todas estas conversões entre λ e passos é preciso indicar a frequência a qual se vão realizar as medidas.
- Configuração do VNA: a correcta configuração do analisador de redes é indispensável na aquisição de dados de um modo correcto. Para isso pode-se carregar um ficheiro que contém a calibração do equipamento e outro que define o “estado” ou seja todo o conjunto de parâmetros relativo ao tipo de medida (neste caso mede-se o S_{21}), frequência, largura de banda, número de pontos da medida, potência transmitida, etc. Além de carregar um estado também é possível criar novos a partir do estado do equipamento no início da medida. Também é possível

configurar o sistema para que realize várias medidas em cada posição de modo a reduzir o nível de ruído.

- Definição do directório de armazenamento: indica a rota para o directório onde se vão salvar os ficheiros, um por cada posição medida.
- Informação sobre as medidas: permite salvar informação ou comentários que podem resultar úteis no momento de analisar os dados. Estas informações podem ser relativas à antena transmissora, receptora ou sobre as condições ambientais.

The screenshot displays the LabVIEW user interface, organized into several functional panels:

- Array and Motion Control:**
 - Frequency (GHz):** Set to 2,00.
 - Axis ID:** Slot # 1, X Axis # 2, Y Axis # 1.
 - Array ID:** NX 2, NY 2.
 - Motion Setup:**
 - Velocity (mm/s): 50,00
 - Acceleration (mm/s²): 200,00
 - Scale factor (steps/mm): 100
 - ΔX / λ: 0,50000
 - ΔY / λ: 0,50000
- Network Analyser Setup:**
 - ☐ Create New State
 - State File: [Empty field]
 - ☐ Create New Calibration
 - Calibration File: [Empty field]
 - ☐ Averaging
 - Averaging Factor: 16
- Collect Data Control:**
 - Saving Location: [Empty field]
 - # of Measures: 1
 - Initial Delay (s): 0
- General Information:**
 - Measured By: [Empty field]
 - Environment Classification: [Empty field]
 - Weather Conditions: [Empty field]
 - Place: [Empty field]
 - Comments: [Empty text area]
- Transmitter:**
 - Power [dBm]: [Empty field]
- Antenna:**
 - Type: [Empty field]
 - Height [m]: [Empty field]
- Receiver Antenna:**
 - Type: [Empty field]
 - Height [m]: [Empty field]

Figura 4.3: Interface com o usuário em LabVIEW

4.3 Estrutura dos ficheiros de dados

Como se adiantou em capítulos anteriores, o analisador de redes faz um varrimento em frequência começando em 1900 MHz até 2100 MHz em pequenos saltos de 250 kHz, pelo que, para cada frequência de medida, obtemos um valor de tensão complexo. Todos estes valores medidos na posição de uma antena (a qual equivale a um elemento do agregado virtual) são guardados pelo *software* de controlo e aquisição de dados num ficheiro individual com extensão frp. A. Figura 4.4 mostra um exemplo dum ficheiro deste

género (apenas se inclui o cabeçalho e o fim) gerado por um dos VI disponíveis para o controlo do HP8753D cuja função é a captura, visualização (se requerida) e salvaguarda dos dados.

```
SAVED BY:
TITLE:
COMMENTS: Sensor Position (wavelengths) [X Y Z ant_number] 1.000000E+0 2.500000E+0 0.000000E+0 4
DATE: 22-07-2011
TIME: 18:09

STIMULUS, REAL, IMAGINARY

1.900000E+9,    1.677990E-3,    -9.733200E-3
1.900250E+9,    6.384850E-4,    -1.009512E-2
1.900500E+9,    -5.292892E-4,    -1.015329E-2
1.900750E+9,    -1.315594E-3,    -1.015663E-2
...
2.099500E+9,    -2.091885E-3,     7.435083E-4
2.099750E+9,    -2.034783E-3,     9.100437E-4
2.100000E+9,    -1.859665E-3,     1.072407E-3
```

Figura 4.4: Exemplo de ficheiro frp

A primeira parte do ficheiro é formada por um cabeçalho que contém informação variada e a mais importante é a incluída na secção “*Comments*”. É nesta linha onde se incluem as coordenadas relativas aos eixos X,Y e Z da antena que realizou a medida, sempre referidas à origem de coordenadas correspondentes aos dois motores na posição de referência (zero). Importa realçar que neste caso, ao ser um agregado bidimensional no plano XY, a coordenada Z sempre vai ser nula. Outro dos dados contidos nesta linha é o número da antena feita que corresponde à medida. Apesar de que as quatro antenas são iguais e os sinais fazem um percurso similar no *hardware* sempre podem existir pequenas diferenças entre diferentes de fase e amplitude pelo que é recomendável fazer algum tipo de calibração que normalize o sinal medido. Para isso é preciso conhecer o número da antena que realizou a captura de forma a aplicar a calibração específica antes que os dados sejam processados.

5. Calibração

Se nas imediações de uma antena se coloca um objecto o diagrama de radiação será modificado e em maior medida quanto mais próximo esteja o objecto. Se este elemento é metálico estes efeitos serão mais notórios e se esse elemento metálico é uma antena que radia um sinal ainda mais. Se em vez de duas antenas o agregado é formado por quatro, como é neste caso, o diagrama de radiação sofrerá mais alterações: este fenómeno denomina-se influência mútua (*mutual coupling effect*)[36]. Sempre que existam duas ou mais antenas teremos este problema que dependerá de parâmetros como a distância entre as antenas e os seus diagramas de radiação e uma forma de compensar estes efeitos torna-se necessária.

Se fizermos uma análise do percurso que segue o sinal recebido pelo *sounder*, em primeiro lugar deparamo-nos com a antena que capta o sinal e o introduz na placa do amplificador, posteriormente percorre um cabo que liga o amplificador com a placa que contém o *switch*. Um cabo de 10 m liga a placa que recebe o sinal dos quatro amplificadores com o analisador de redes. Tendo em conta o anterior, segundo a antena da qual se deseje capturar o sinal, este pode percorrer quatro caminhos distintos, idealmente estes quatro percursos possuem o mesmo comprimento e igual resposta em frequência, mas na realidade isto não é certo. De seguida se explicará porque ocorre isso.

Tal como foi explicado em capítulos anteriores este *sounder* usa um agregado de forma quadrada composto por quatro antenas, as quais possuem as mesmas dimensões e foram construídas com os mesmos materiais; mas apesar disso não são exactamente iguais: cada uma delas possui pequenas diferenças que afectam ao sinal recebido de distinto modo. Outro factor a ter em conta é que as antenas não estão à mesma distância do transmissor já que o agregado não é linear pelo que a fase será distinta. Além disso os quatro amplificadores não possuem o mesmo ganho nem o mesmo coeficiente de reflexão. O mesmo ocorre com o *switch* o qual não possui o mesmo isolamento para as distintas entradas nem tem a mesma resposta de fase.

O anterior leva à conclusão de que é preciso algum método que elimine do sinal as diferenças entre os distintos percursos de forma que uma vez “corrigidos” não se possa saber por qual das antenas o sinal foi medido. Este processo de correcção ou normalização também faz que uma posterior análise dos dados seja independente do percurso do sinal, podendo assumir que todas as antenas, amplificadores e percursos são iguais.

5.1 Métodos de calibração

Existe uma multitude de técnicas para realizar a calibração dum *channel-sounder*, quase tantas como os sistemas diferentes. Há algumas delas que apenas tentam calibrar as respostas das antenas, outras incluem a influência mútua das distintas antenas e outras tentam eliminar as diferenças entre os distintos percursos, o qual é objectivo final da calibração a realizar neste caso.

De seguida vai-se fazer uma pequena descrição dalguns dos métodos empregados para a calibração de *channel sounders*. A intenção é apenas apresentar uma amostra da variedade de métodos existentes sem entrar em justificações ou longas demonstrações.

Método 1

O método que se descreve de seguida foi empregado para a calibração dum *channel-sounder* a 3,52 GHz com tecnologia MIMO [37]. Neste caso o sistema possui dois agregados lineares de 7 elementos, um em transmissão e outro em recepção, onde as antenas estão ligadas ao *switch* sem um amplificador intermédio. Neste caso em concreto decidiu-se realizar uma calibração para eliminar o efeito produzido pelo grande comportamento direccional dos agregados devido à sua estrutura linear.

O primeiro passo consistiu em introduzir um dos agregados numa câmara anecóica e empregar uma antena direccional como transmissora, numa configuração SIMO e mediante a rotação do agregado no plano horizontal obter medidas com um VNA. Já que as dimensões da câmara eram pequenas (2m x 2m x 2m) os raios não se podem considerar paralelos. Para solucionar este problema empregou-se o processo descrito nos seguintes parágrafos.

Na Figura 5.1 mostra-se a relação entre o DOA e o agregado de antenas; o centro do agregado define-se como o ponto (0,0), em quanto que $(x_i, 0)$ é a coordenada da *i*-antena, d é a distância entre a antena transmissora e o centro do agregado, d_i é a distância entre

a antena transmissora e o elemento i -ésimo, no relativo ao ângulo de chegada (DOA): ϕ_0 é o DOA relativo ao ponto central do agregado e ϕ_i é o DOA da i -ésima antena, que segundo todo o anterior pode ser descrito como indica a equação (5.1).

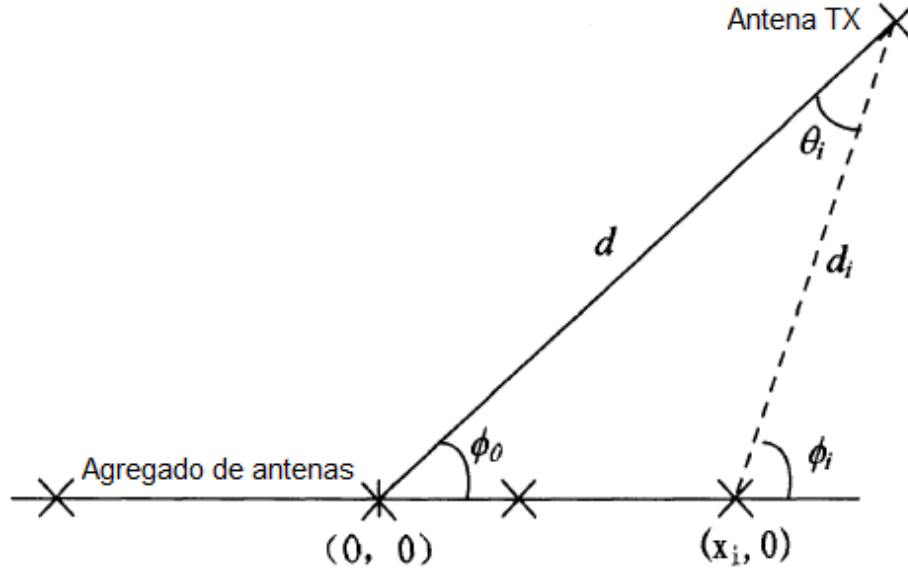


Figura 5.1. Relação entre o DOA e o agregado de antenas

$$\phi_i = \angle(d \cos \phi_0 - x_i + jd \sin \phi_0) \quad (5.1)$$

$$d_i = |d \cos \phi_0 - x_i + jd \sin \phi_0| \quad (5.2)$$

Considerando que a antena empregada como transmissora nas medições na câmara anecóica é isotrópica, obtemos que a expressão (5.3) define os dados obtidos pelo VNA onde g_1 é o ganho entre o VNA e a antena transmissora, g_{2i} é o ganho desde a i -ésima antena até ao *switch* e g_3 é o ganho entre o *switch* e o VNA. Finalmente, o diagrama de radiação para antena i -ésima vem dado pela expressão (5.4)

$$h_i(\phi_i) = g_1 d_i^{-1} e^{-j2\pi \frac{d_i}{\lambda}} a(\phi_i) g_{2i} g_3 \quad (5.3)$$

$$a(\phi_i) g_i = h_i(\phi_i) d_i e^{-j2\pi \frac{d_i}{\lambda}} \quad ; g_i = g_1 g_{2i} g_3 \quad (5.4)$$

Realizando todo o processo para cada uma das antenas, obtêm-se um conjunto de ϕ_i e de $a(\phi_i)g_i$ que conformam o diagrama de radiação do agregado o qual posteriormente pode ser usado para a análise do DOA e do DOD com o algoritmo SAGE.

Método 2

O seguinte método resulta inovador no sentido em que não precisa de medir o diagrama de radiação das antenas que conformam o agregado o que, em algumas situações, pode ser difícil devido não se dispor de uma câmara anecóica. O algoritmo encontra-se descrito em detalhe em [38] e o que será relatado de seguida é apenas um exemplo de aplicação para um agregado composto por dois dipolos de media onda com alimentação centrada e que se encontram a uma distância de meio comprimento de onda [39]. A frequência de operação é de 2,4 GHz.

Este método propõe uma nova equação para o circuito equivalente que possui duas matrizes de impedância (modificando o explicado em [36] de forma que se considere a distribuição de corrente implicada na re-radiação das antenas). Uma das matrizes denomina-se matriz de impedância de radiação (ou recepção segundo o caso) a qual contém informação sobre a distribuição das correntes de radiação (ou recepção); a outra matriz contém informação sobre a distribuição de correntes de re-radiação. Esta separação das duas distribuições de correntes permite obter uma matriz de calibração de uma grande precisão.

Numa situação em que o agregado recebe um sinal, este está modelado pela equação (5.5) onde Z_L é a impedância da carga, i_r é o vector de correntes ideal na antena receptora produzido pela onda incidente, i_s é o vector de correntes de re-radiação devido a os efeitos de influência mútua, Z_r é a matriz de impedâncias em recepção, Z_s é a matriz de impedâncias de dispersão (re-radiação) e finalmente v_o é a tensão em circuito aberto produzida pela onda incidente.

$$-Z_L(i_r + i_s) = Z_r i_r + Z_s i_s + v_o \quad (5.5)$$

Considerando que cada uma das antenas se encontra em espaço livre, a equação (5.5) reescreve-se da forma seguinte (sendo Z_{in} a impedância de entrada da antena):

$$-Z_L i_r = Z_{in} i_r + v_o \quad (5.6)$$

Na prática o vector de corrente que se pode medir é a soma de i_r mais i_s . Multiplicando uma matriz de acoplamento ideal C_{ideal} pelos vectores de corrente obtêm-se o vector de corrente sem a influência mútua.

$$C_{ideal}(i_r + i_s) = i_r \quad (5.7)$$

$$C_{ideal} = \{E_N - (Z_s + Z_L E_N)^{-1}(Z_r - Z_L E_N)\}^{-1} \quad (5.8)$$

Segundo o anterior, a matriz de calibração ideal pode derivar-se das equações (5.5) a (5.7), onde E_N é a matriz identidade de ordem N, sendo N o número de antenas no agregado. Quando o espaço entre elementos do agregado é maior que meio comprimento de onda, Z_r pode ser aproximado por Z_s ficando a matriz de calibração como indica a equação (5.9) (α é uma constante arbitrária).

$$C = \alpha(Z_s + Z_L E_N) \quad (5.9)$$

$$v - Z_L(i_t + i_s) = Z(i_t + i_s) = Z_t i_t + Z_s i_s \quad (5.10)$$

Na expressão (5.10) considera-se a equação do circuito formado por um agregado de antenas transmissoras, onde v é a tensão aplicada, i_t é o vector de corrente de transmissão, Z é a matriz de impedâncias clássica e Z_t a matriz de impedâncias de transmissão.

A matriz Z pode ser obtida mediante a medida dos parâmetros S com um analisador de redes. Já a impedância de entrada de cada uma das antenas do agregado, pode ser medida de forma individual antes de situá-las no agregado. Os vectores de corrente i_s e i_t podem ser medidos aplicando tensões conhecidas e medindo a impedância de entrada.

Supondo que o agregado é formado por N elementos, o número total de parâmetros desconhecidos será, no máximo, de $N(N-1)/2$. No relativo ao número de equações independentes será de N^2 no máximo, pelo que todos os parâmetros podem ser conhecidos mediante a resolução de equações lineares.

Método 3:

O último dos métodos a analisar é empregado para a calibração de um *sounder* que trabalha a 3,5 GHz[40] com uma largura de banda de 200 MHz. Este sistema está composto por dois agregados lineares: o de transmissão consta de quatro elementos

activos e dois passivos com o fim de reduzir a influência das reflexões do entorno e as descontinuidades das fronteiras, também foram incluídos amplificadores de potência ao lado das antenas para maximizar a potência transmitida. O agregado de recepção compõe-se de 8 elementos activos e dois passivos.

Num processo inicial de caracterização do sistema mediram-se imperfeições no diagrama de radiação devido às diferenças entre os comprimentos dos cabos, pequenas diferenças nas dimensões das antenas, etc, pelo que foi requerida calibração do sistema para melhorar a fiabilidade dos dados recolhidos com ele.

O procedimento de calibração baseia-se numa série de N medidas tomadas na câmara anecóica e o emprego do algoritmo descrito em [41]. Para realizar as medidas na câmara tomou-se uma antena de referência e definiu-se um plano de referência perpendicular ao agregado (0° de azimuth). Durante as medidas a antena de referência manteve-se fixa enquanto o agregado foi rotado sobre o seu centro de fase. A distância entre a antena transmissora e a receptora é de 9,5 m que é maior que os 100λ a 3,5 GHz que são recomendadas em [41] pelo que se cumpre a condição de campo distante.

No caso ideal, um agregado linear com M elementos a uma distância d recebe uma frente de onda com uma atenuação complexa γ . Se uma frente de onda plana, com uma atenuação complexa γ incide sobre um agregado linear com M elementos a uma distância d, desde uma direcção azimuthal θ_v , a resposta do agregado virá dada pela expressão (5.11) onde a é o vector direccional.

$$x = a\gamma \quad (5.11)$$

$$a(\theta_v) = \left[1 \ e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\theta_v} \ \dots \ e^{-j2\pi(M-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_v} \right]^T \quad (5.12)$$

Na realidade, a resposta medida do agregado vem dada pela expressão (5.13), sendo n ruído aditivo e K (de dimensão MxM) a matriz de erro que descreve as imperfeições do agregado.

$$x_m = K a \gamma + n \quad (5.13)$$

A diagonal principal da matriz K contém os erros de amplitude e fase das antenas e dos componentes. O algoritmo de calibração calcula a matriz de correcção $K_{cal}=K^{-1}$ que elimina o erro sistemático quando a saída é corrigida com esta.

O algoritmo proposto para estimar a matriz K_{cal} baseia-se na ideia de que para um agregado livre de erros, existe um conjunto ortogonal de vectores $c_\mu(\theta_v) = a(\theta_v)e^{-j2\pi\mu/M}$ com $1 \leq \mu \leq M - 1$.

5.2 Processo de calibração

Nas seguintes páginas proceder-se-á à descrição do processo seguido para realizar uma correcção ou calibração do *channel sounder* construído. A primeira etapa consiste em realizar uma série de medições na câmara anecóica com o fim de medir o erro e as distorções introduzidas por cada um dos elementos do sistema. Uma vez obtidos, esses dados são processados e guardados no computador para ser empregados na calibração das medidas posteriores a analisar.

5.2.1 Medidas na câmara anecóica

O primeiro passo do processo de calibração do *sounder* é conhecer as diferenças entre os distintos percursos do sinal devidas tanto a imperfeições nas antenas, diferenças nos amplificadores, no isolamento do *switch* ou no comprimento dos cabos. Para realizar estas medidas é preciso um ambiente controlado, onde não existam reflexões nem sinais desconhecidos, o que pode ser resumido a que estas medidas devem ser realizadas em condições de espaço livre e sem sinais que interfiram no processo. Todos estes requisitos cumprem-se dentro de uma câmara anecóica.

Para realizar as medidas, introduziu-se o sistema na câmara anecóica, com excepção da plataforma dos motores já que não eram precisos. Na parte frontal da câmara foi situada uma antena de hélice com polarização circular e um coeficiente de reflexão muito baixo às frequências de trabalho como se pode observar na Figura 5.2.

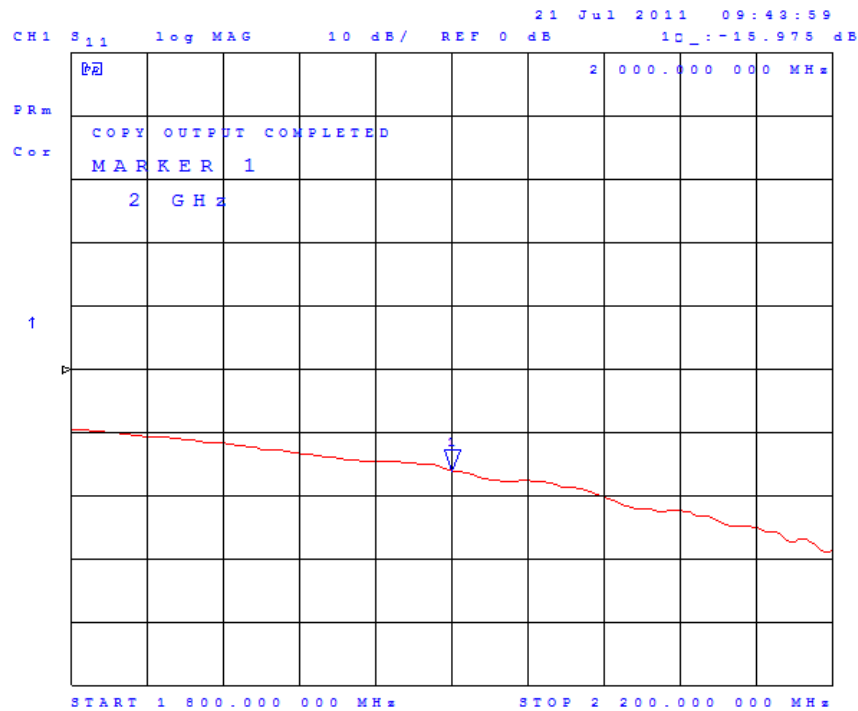


Figura 5.2: Coeficiente de reflexão unidades logarítmicas antena de hélice

Tal e como se observa na Figura 5.3 o agregado foi situado sobre uma mesa no fundo da câmara e o computador, analisador de redes e fonte de alimentação na parte inferior de esta, posteriormente todos estes objectos foram recobertos com material absorvente de RF para evitar reflexões que perturbem as medidas. Destacar que as antenas número dois e três são as mais próximas da antena transmissora.

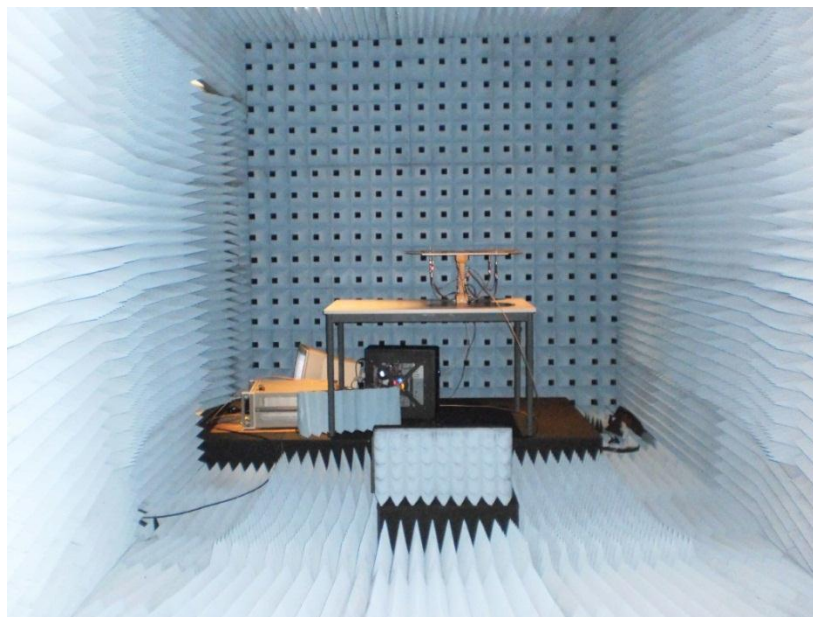


Figura 5.3: Aspecto do sistema no interior da câmara anecóica

Uma vez que todos os elementos estiveram situados no seu lugar interconectou-se o porto número um do analisador com a antena transmissora (situada na frente da câmara a uma distância onde a frente de onda pode considerar-se quase plana) mediante um cabo de baixas perdas (5,57 dB de atenuação) e o porto número dois ao elemento a medir mediante outro cabo de baixas perdas (10,6 dB de atenuação). O efeito destes cabos foi removido da resposta do sistema mediante a calibração do analisador de redes. O motivo de empregar estes cabos tão compridos foi devido a que serão os utilizados nos cenários de medida reais.

Para a realização de todos os grupos de medidas foi empregada a mesma calibração do analisador que será usada nas medidas de campo e uma configuração similar: largura de banda de 200 MHz centrada em 2 GHz e 801 pontos para uma potência transmitida que foi de -10 dBm.

O processo de medição foi descomposto em várias etapas com o fim de conhecer mais em profundidade o comportamento do sistema e analisar os possíveis problemas que puderam ir aparecendo. Em cada uma das etapas foi incorporado um elemento ao sistema até ter todos os blocos do *sounder*:

- Etapas 1: Para realizar o primeiro conjunto de medidas o porto número dois do analisador foi ligado directamente a saída de cada uma das antenas com o fim de conhecer a resposta de cada uma delas e as diferenças de fase com que o sinal chegava a cada uma delas. Durante esta etapa teve-se um especial cuidado em não mover o agregado para que todas as medidas tivessem as mesmas referências espaciais.

Na Figura 5.4 representa-se o módulo e a fase dos dados capturados com o VNA de cada uma das antenas. Podem observar-se pequenas diferenças no módulo do sinal das antenas mas é devido as pequenas imperfeições na sua geometria e no processo de fabricação.

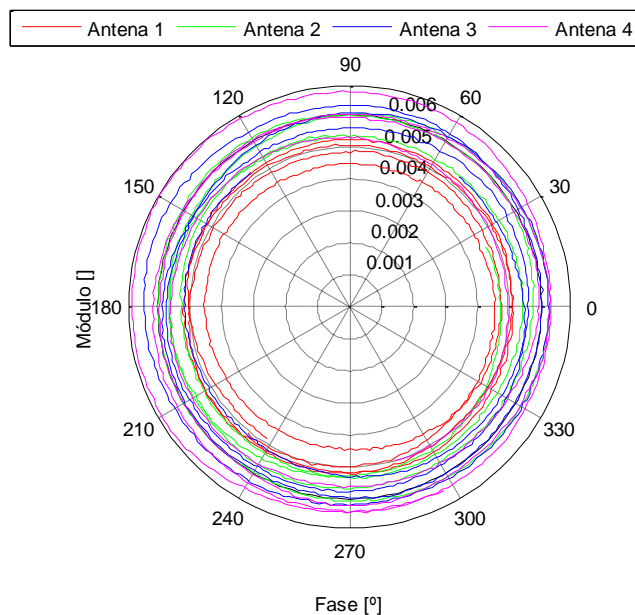


Figura 5.4: Medida das antenas em coordenadas polares

- **Etapa 2:** Nesta etapa foram ligados os amplificadores às antenas, pelo que o sinal já é amplificado antes de ser capturado pelo VNA, nesta etapa o agregado foi rotado 90° no plano horizontal em cada medição para que todas as antenas fossem medidas na mesma posição dentro da câmara. Como se observa no diagrama polar da Figura 5.5 as diferenças entre os distintos conjuntos de antena com amplificador são pequenas apesar de as diferenças entre antenas virem acrescentadas das diferenças entre ganhos dos amplificadores.

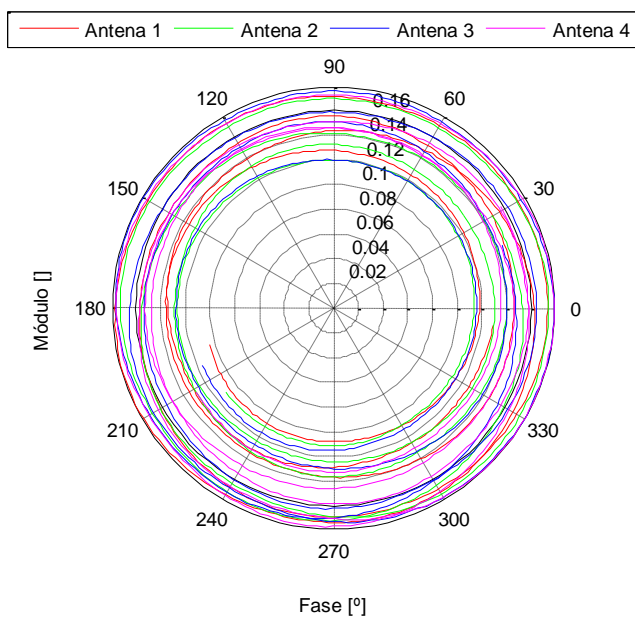


Figura 5.5: Medida do conjunto antena mais amplificador em coordenadas polares

- Etapa 3: Nesta última etapa ao conjunto de antena e amplificador acrescenta-se o *switch* (com os cabos que correspondentes que transportam o sinal do amplificador ao *switch* o que faz que o sistema do agregado já esteja completo.

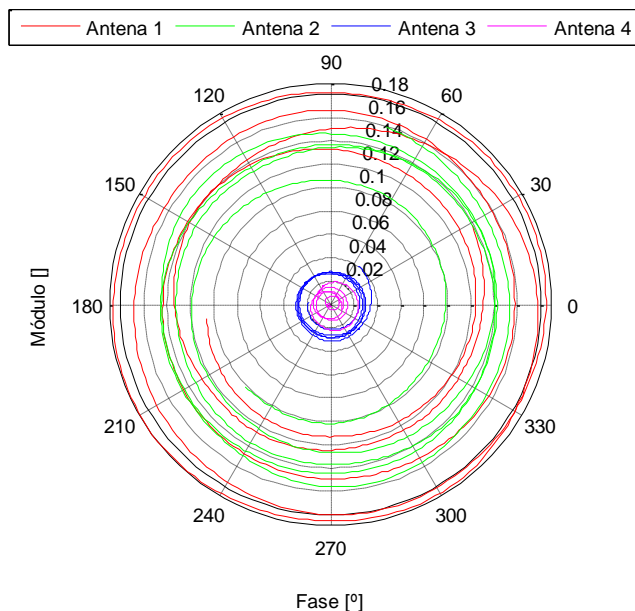


Figura 5.6: Medida da antena, amplificador e *switch* 1 em coordenadas polares

Igual que no caso anterior o agregado foi rodado para que todas as antenas foram medidas na mesma posição da câmara. Fazendo uma análise da gráfica superior pode observar-se como os sinais das antenas três e quatro são muito mais fracos que os das antenas um e dois. Realizaram-se diversas comprovações mas não foi possível achar a causa de esse erro pelo que optou-se por trocar placa do *switch* pela de reserva para descartar um erro nessa placa, uma vez feita a troca repetiram-se as medidas, os resultados obtidos podem observar-se na Figura 5.7, a situação melhorou mas ainda assim o sinal das antenas três e quatro segue a ser mais fraco e perdeu-se um pouco de potência na antena um. Provavelmente este problema no sinal das antenas três e quatro venha dado pelo desenho do PCB do *switch* já que as antenas foram trocadas de posição para verificar que não eram a fonte do problema e numa das placas foi substituído o circuito integrado do *switch*. Pelo que o único elemento em comum em todos os casos é o PCB.

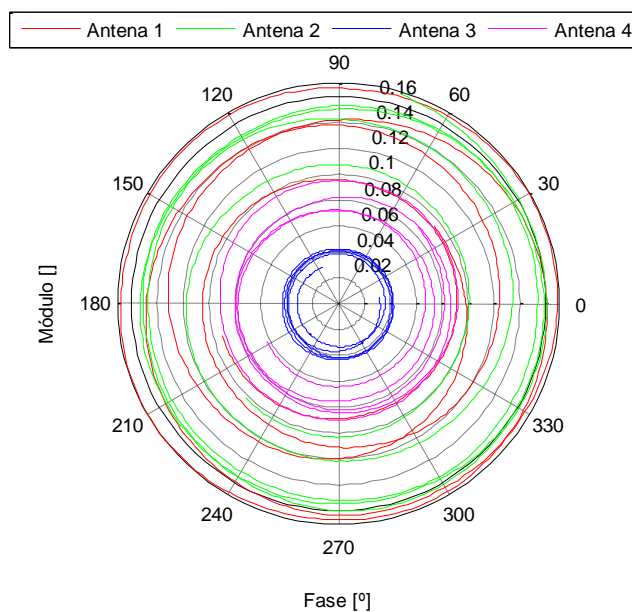


Figura 5.7: Medida da antena, amplificador e *switch* 2 em coordenadas polares

5.2.2 Método empregado

A continuação relata-se o algoritmo empregado para a calibração do *channel sounder*. É importante destacar que este método persegue eliminar as diferenças do sinal medido por distintas antenas e para isso é preciso dispor de dados sobre os distintos percursos que pode ter o sinal e esses dados são as medidas realizadas na câmara anecóica, onde não existem reflexões e a frente de onda pode considerar-se plana.

Das medidas na câmara obtêm-se quatro vectores (um por cada antena) com 801 valores complexos que definem a resposta do conjunto antena, amplificador, cabo coaxial e percurso seguido no *switch*, estes vectores são denominados H_{an} onde n indica a antena a que pertence.

O segundo passo é obter uns factores de correcção que eliminem as diferenças entre percursos normalizando o sinal a um dos percursos, cada uma das antenas possuirá um factor de calibração Cf_{an} , no caso da antena de referência (neste caso a um) este factor será unitário. Estes factores de correcção, calculados segundo a expressão (5.14), serão válidos enquanto não se realizem modificações no *hardware* de medida (antenas, amplificadores, cabos entre amplificadores e switches, etc.) pelo que basta calculá-los apenas uma vez.

$$Cf_{a1} = \frac{H_{a1}}{H_{a1}} \quad Cf_{a2} = \frac{H_{a1}}{H_{a2}} \quad Cf_{a3} = \frac{H_{a1}}{H_{a3}} \quad Cf_{a4} = \frac{H_{a1}}{H_{a4}} \quad (5.14)$$

Uma vez obtidos os factores de calibração já se podem corrigir as medidas realizadas com o *sounder* e, tal como se explicou no capítulo anterior, é importante guardar no ficheiro de dados o número da antena que realizou a medida para poder aplicar o correspondente factor de correcção aos dados obtidos.

Cada um dos ficheiros contém uma parte da resposta em frequência do canal. Estes ficheiros são transformados em vectores de 801 elementos complexos denominados Frp. Nos dados obtidos pelo VNA, a par da resposta do canal que queremos obter, aparece a resposta do percurso seguido pelo sinal no sistema de medido, tal e como se indica na expressão (5.15). Essa é a parte que se pretende eliminar com a aplicação do factor de correcção.

$$Frp_{rx} = Frp_{canal} H_{an} \quad (5.15)$$

$$Frp_{cal} = Frp_{canal} H_{an} \frac{H_{a1}}{H_{an}} = Frp_{canal} H_{a1} \quad (5.16)$$

Com todo este processo consegue-se que os dados não sejam influenciados pelas diferenças do *hardware*, sendo indiferente qual dos distintos percursos seguiu o sinal no *sounder* ficando como se todos fossem medidos pelo mesmo conjunto de amplificador, antena e percurso no *switch*.

A Figura 5.8 mostra os factores de correcção calculados segundo o método explicado anteriormente, pode observar-se claramente como o factor da antena número 1 é unitário.

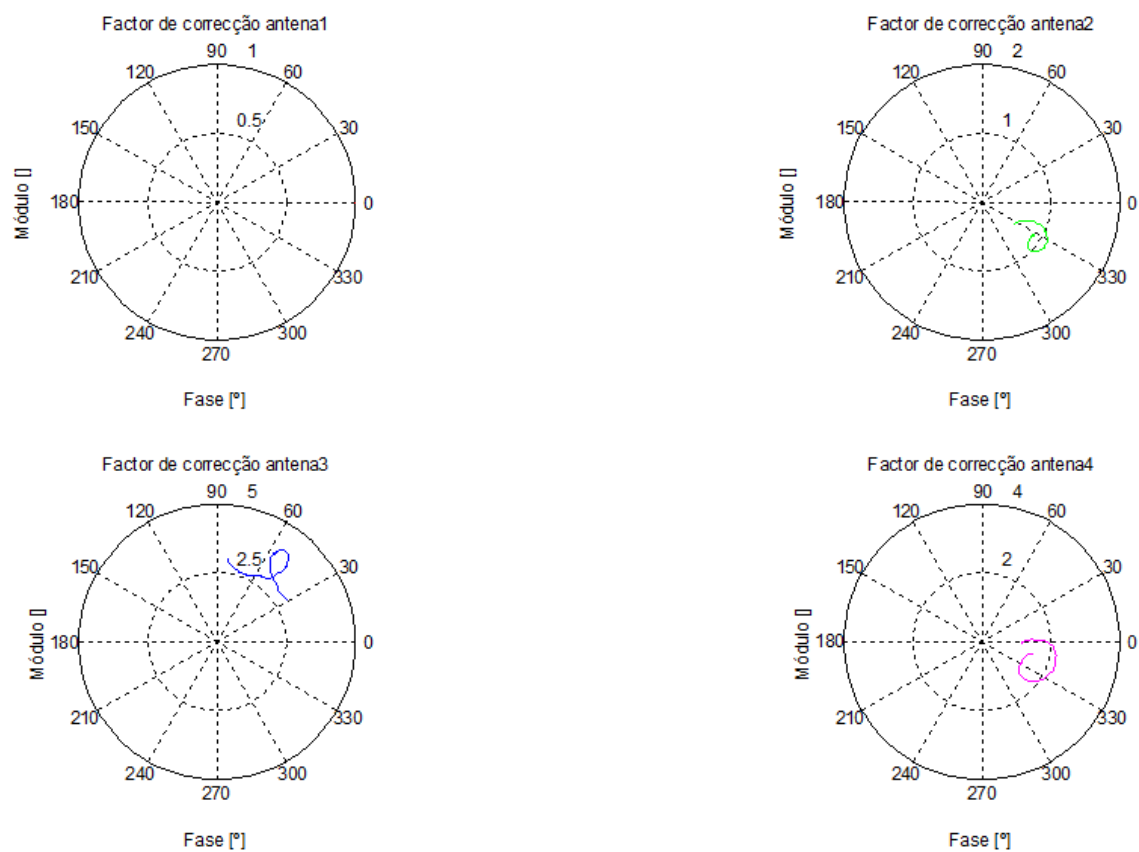


Figura 5.8: Factores de correcção para as quatro antenas em coordenadas polares

6. Provas e resultados

Uma vez que o sistema esteve completamente integrado e todas as suas partes verificadas, foram realizadas uma série de provas com o objectivo de verificar se os dados tomados são válidos e pode-se dar por válida a arquitectura empregada neste *channel sounder*.

Para comprovar a veracidade dos novos dados desenhou-se um cenário de medida e levaram-se a cabo distintas medidas empregando o sistema prévio, ou seja: com uma só antena e sem amplificação. Posteriormente, na mesma localização, empregou-se o novo equipamento com as quatro antenas, e o conjunto de amplificadores e *switch*. Uma vez processados os dados das duas arquitecturas estes foram comparados.

6.1 Descrição do cenário

Toda a bateria de provas foi realizada na mesma localização, o local escolhido foi o laboratório 345 do DETI, pelo que é um cenário *indoor*. A Figura 6.1 mostra um plano aproximado do local e das posições do transmissor e do receptor. Pode observar-se que não existe visão directa entre o transmissor e o receptor, pelo que é uma situação NLOS.

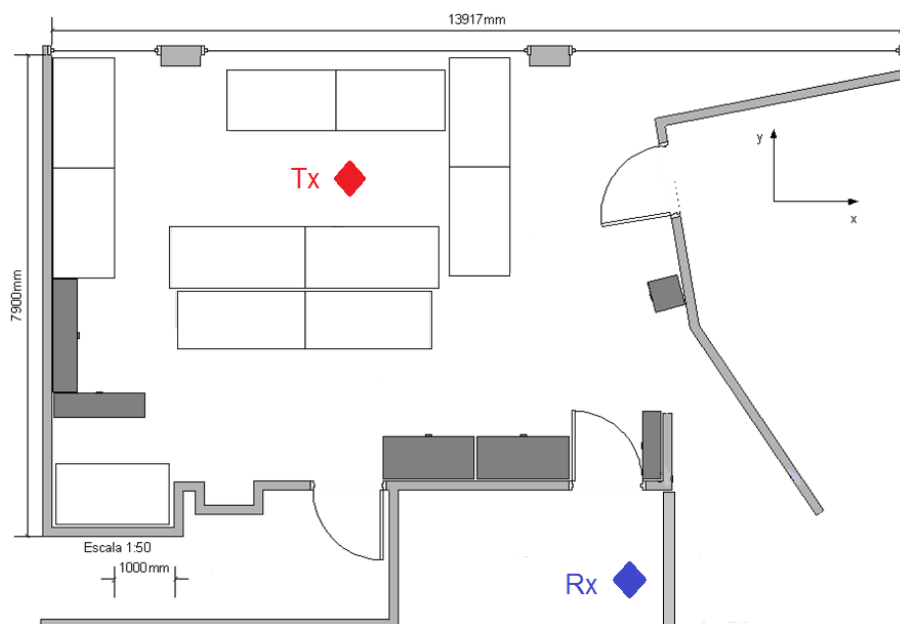


Figura 6.1: Plano do cenário das medidas (Laboratório 345 do DETI)

Como transmissor empregou-se a antena discónica descrita secção 3.4.1 a qual, devido ao seu diagrama de radiação, foi colocada a uma altura superior à do receptor. Para isso empregou-se um mastro terminado em madeira para diminuir a influência sobre o diagrama de radiação. A antena situou-se a uma altura de 2,05 m sobre o chão.



Figura 6.2: Fotografias do transmissor (esquerda) e do receptor (direita)

Na posição do receptor situou-se a plataforma de posicionamento, num dos casos com o sistema antigo (formado por uma antena) e noutro com o novo sistema (composto pelas quatro antenas), em ambos casos manteve-se a posição da plataforma a fim de não modificar as condições das provas. A altura sobre o chão do sistema receptor foi de 1,35m.

Uma vez situado todo o sistema calculou-se a distância em linha recta entre o transmissor e o receptor sendo esta cerca de 8,9 m tendo em conta as distintas alturas as que se encontram transmissor e receptor.

6.2 Descrição das provas

A etapa de provas consistiu em dois conjuntos de medidas: o primeiro deles empregando uma só antena (denominadas medidas *mono*) em recepção e o segundo empregando o agregado de quatro antenas (denominadas medidas *multi*). Em ambos casos foram empregadas a mesma configuração no equipamento e mediu-se o mesmo número de pontos sobre o agregado virtual com idêntico espaçamento.

Em ambos os casos o analisador de redes usou uma largura de banda de 200 MHz centrada em 2 GHz, pelo que a resolução temporal do sistema é de 5 ns e a espacial de 1,5 m. O número de pontos medidos na banda foi de 801 pelo que o atraso máximo

permitido foi de 4 μ s sem que exista sobreposição nas respostas impulsivas. A potência transmitida foi de 10 dBm.

As provas realizadas foram três para cada uma das configurações (*mono* e *multi*) em primeiro lugar definiu-se um agregado virtual com 8x8 elementos espaçados $\lambda/2$, depois 20x20 elementos espaçados $\lambda/4$ e finalmente 20x20 elementos espaçados $\lambda/10$.

Uma vez tomadas as diferentes medidas no cenário, estas foram processadas no Matlab, o processamento aplicado foi distinto dependendo do tipo de medida, no caso das medidas *multi* foi preciso aplicar em primeiro lugar o método de calibração exposto no epígrafe 5.2.2, para remover a influência dos distintos percursos seguidos pelo sinal. Uma vez realizada esta correcção o resto do processamento foi igual para os dois conjuntos de medidas.

Para obter a resposta impulsiva de cada elemento do agregado aplicou-se a IFFT a cada uma das respostas em frequência obtidas no apartado anterior e truncoou-se o resultado a meia duração, pelo que o atraso máximo estimável é de 2 μ s. A fim de comparar as duas arquitecturas do sistema dum modo rápido calculou-se a resposta impulsiva média de todos os elementos e representou-se em dB num gráfico.

6.3 Análise dos resultados

O objectivo principal deste projecto era verificar se uma arquitectura com múltiplas antenas proporciona os mesmos resultados que uma arquitectura baseada numa só antena receptora. Um método rápido e fiável para verificar os dados consiste em comparar a resposta impulsiva média de todos os elementos do agregado virtual.

As figuras seguintes mostram as respostas impulsivas médias de todas as medidas realizadas. No eixo horizontal representa-se o tempo em nanosegundos e no vertical a potência da resposta em dB. Em todas elas observa-se a componente principal a qual possui um atraso de aproximadamente 35 ns, o qual corresponde a uma distância aproximada de 10,5 m. Tendo em conta que não existe visão directa entre transmissor e receptor que existe uma porta (a qual se atopava aberta no momento das medidas) é provável que a componente principal da resposta impulsiva provenha de uma difracção do feixe principal na porta.

Agregado virtual de 8x8 elementos espaçados $\lambda/2$:

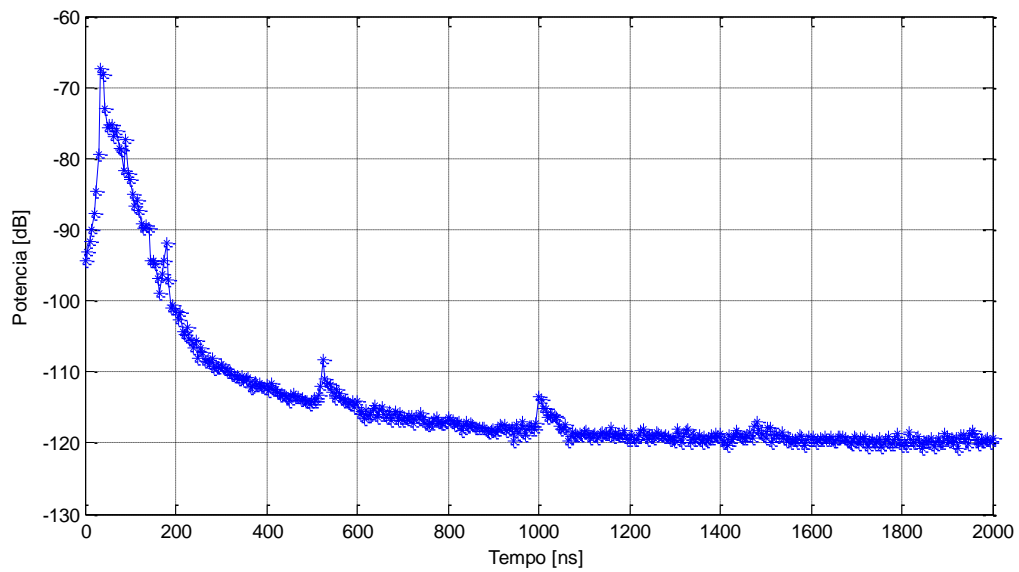


Figura 6.3: Resposta impulsiva média, 8x8 elementos espaçados $\lambda/2$, medida *mono*

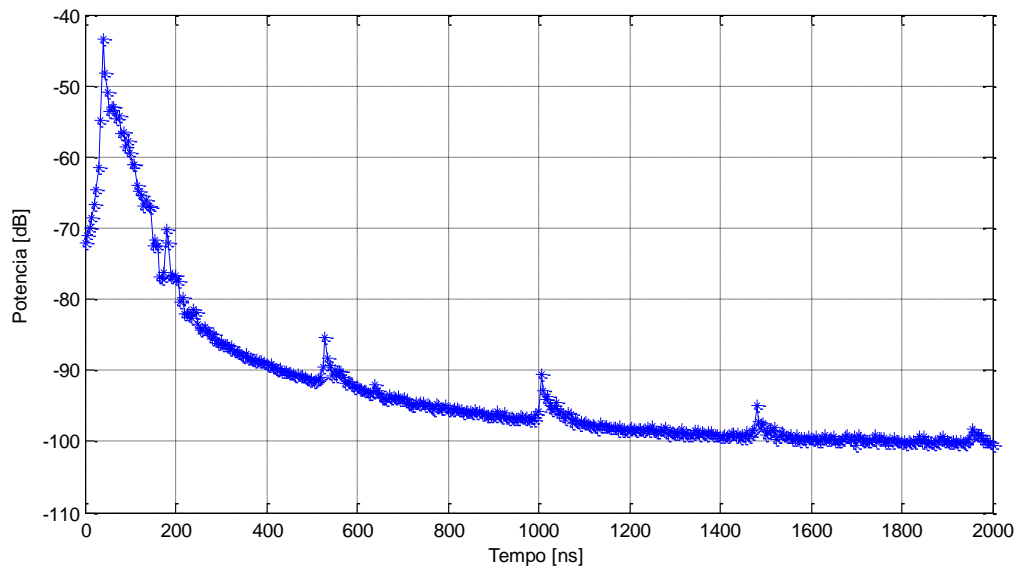


Figura 6.4: Resposta impulsiva média, 8x8 elementos espaçados $\lambda/2$, medida *multi*

Agregado virtual de 20x20 elementos espaçados $\lambda/4$:

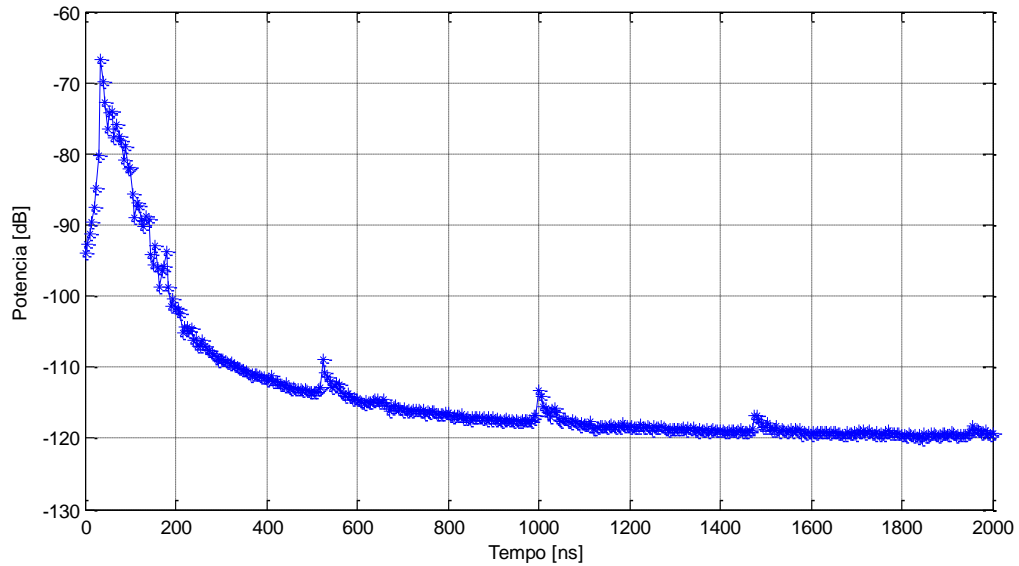


Figura 6.5: Resposta impulsiva média, 20x20 elementos espaçados $\lambda/4$, medida *mono*

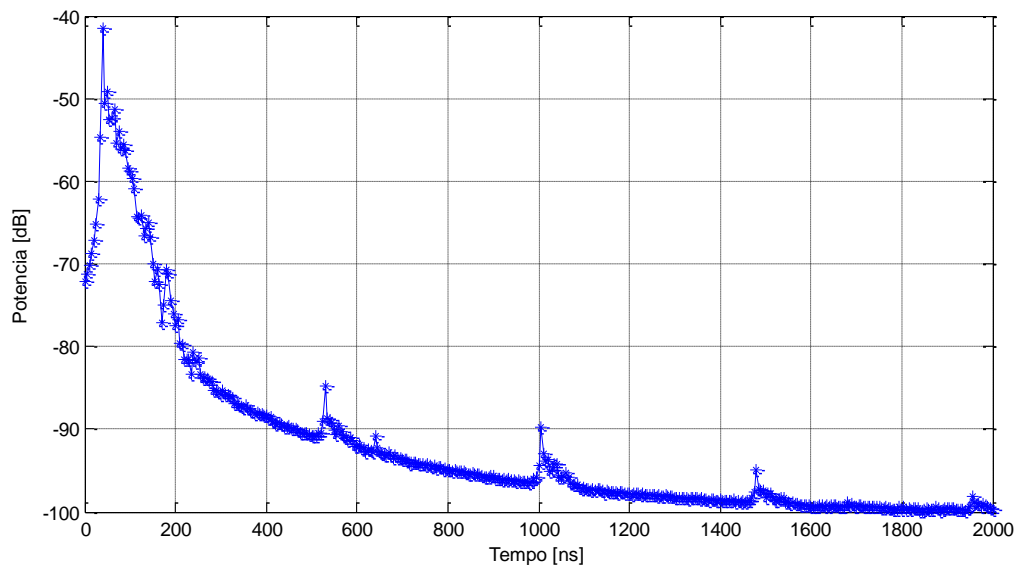


Figura 6.6: Resposta impulsiva média, 20x20 elementos espaçados $\lambda/4$, medida *multi*

Agregado virtual de 20x20 elementos espaçados $\lambda/10$:

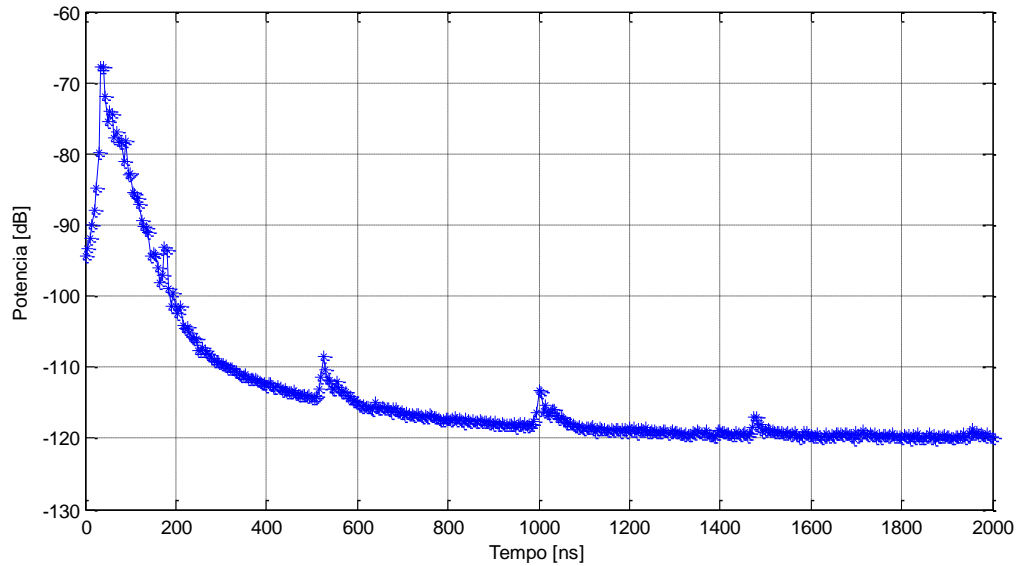


Figura 6.7: Resposta impulsiva média, 20x20 elementos espaçados $\lambda/10$, medida *mono*

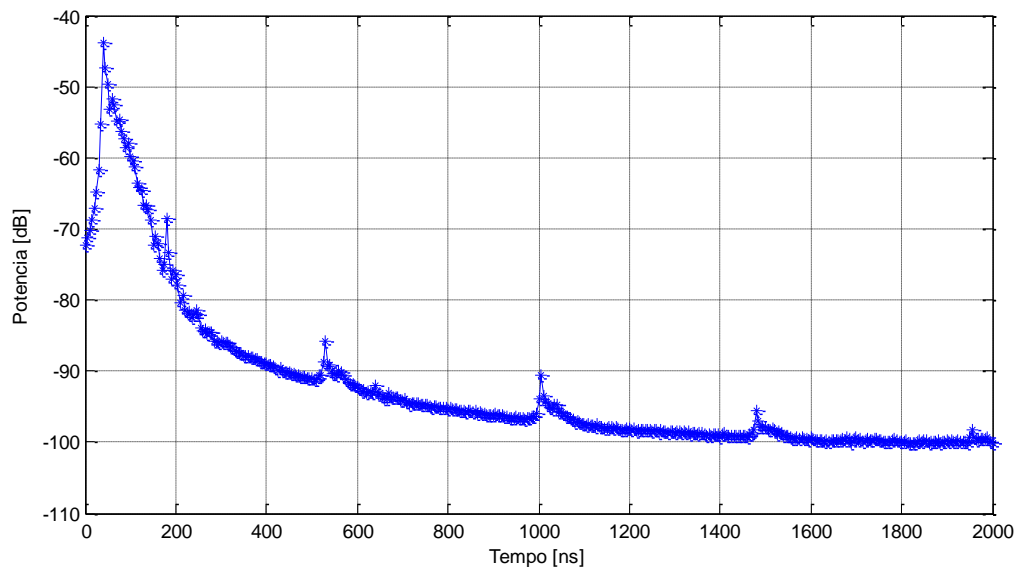


Figura 6.8: Resposta impulsiva média, 20x20 elementos espaçados $\lambda/10$, medida *multi*

Como se pode observar não existem diferenças apreciáveis entre as medidas realizadas como o sistema composto por uma só antena e o sistema composto por quatro antenas. Aliás as diferenças entre os distintos tamanhos do agregado virtual são mínimas. Em quanto os distintos níveis de potência entre uma medida *mono* e a correspondente medida *multi* são devidos a que no segundo sistema existe um amplificador depois da antena que aumenta o nível de sinal, estas diferenças entre sistemas são de aproximadamente 25 dB.

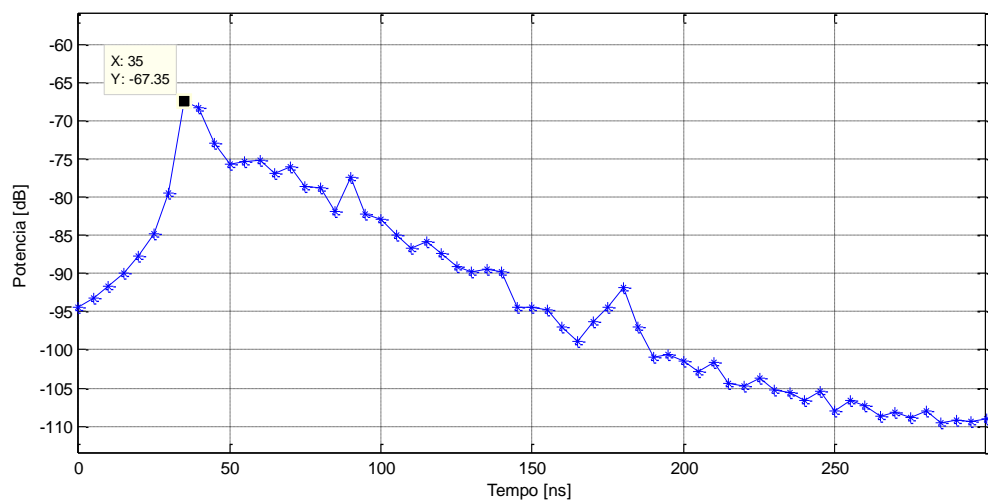


Figura 6.9: Detalhe dos primeiros 250 ns, medida 8x8 elementos *mono*

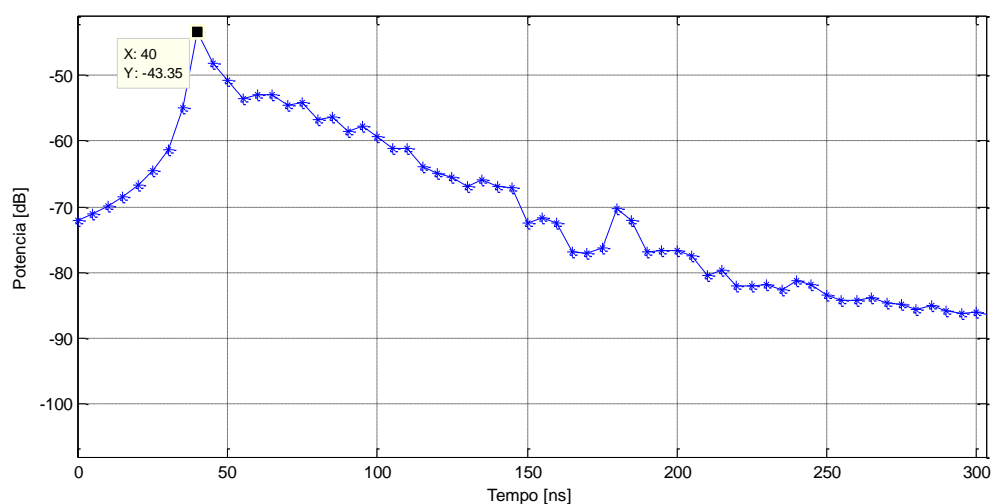


Figura 6.10: Detalhe dos primeiros 250 ns, medida 8x8 elementos *multi*

As duas figuras anteriores mostram em detalhe os primeiros 250 ns das medidas realizadas sobre um agregado virtual de 8x8 elementos. Com se comentou anteriormente existe uma variação na potência mas é devida ao emprego de uma etapa de amplificação na segunda das arquitecturas.

Cabe destacar uma pequena diferença no atraso. No caso com múltiplas antenas o percurso do sinal é maior já que tem que atravessar o amplificador, o *switch* e o cabo que liga ambos (duns 50 cm de comprimento). Se o cabo possui uma constante dieléctrica relativa de 2,1 o sinal sofrerá um atraso de 2,41 nanosegundos ao atravessar apenas o cabo (sem ter em conta o percurso nas placas do amplificador e do *switch*). Este atraso pode-se ver claramente na componente principal da resposta impulsiva que aparece representada com um atraso 5 ns maior no caso da arquitectura multi-antena.

A respeito da sensibilidade do equipamento esta melhora empregando uma arquitectura multi-antena, relativamente à arquitectura anterior, pelo menos 4 dB , o que não é muito mas pode ser significativo na realização de medidas distantes. A sensibilidade provavelmente seria melhor determinada se pudessemos observar o fundo de ruído além do tempo apresentado.

O objectivo final deste *channel sounder* é capturar dados que posteriormente são processados por um algoritmo de elevada resolução, em concreto o SAGE. Este algoritmo obtém, a partir das respostas impulsivas medidas em cada um dos elementos do agregado sintético, uma lista de raios caracterizados pela amplitude e direcção de chegada.

Assim outra forma de comparar o sistema multi-antena com o anterior é mediante a comparação dos resultados produzidos pelo SAGE. Para isso executou-se o algoritmo com os dados das provas realizadas. Os gráficos seguintes mostram os distintos raios recuperados pelo algoritmo: a representação realizou-se em função do atraso e o ângulo em azimute de cada uma das distintas componentes é representado por uma bolinha cujo tamanho e cor são funções da amplitude (em dB).

Agregado virtual de 8x8 elementos espaçados $\lambda/2$:

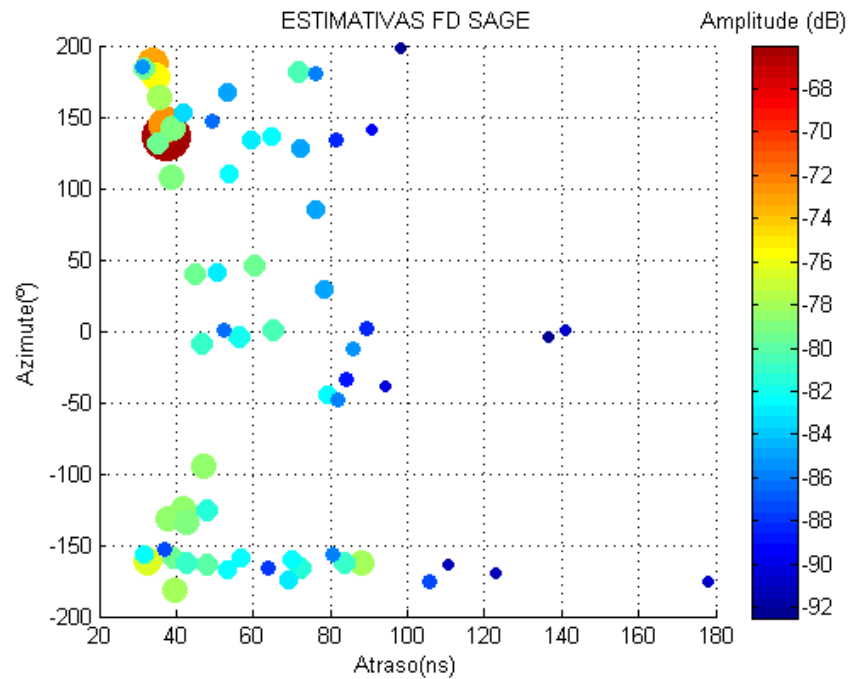


Figura 6.11: Estimativas SAGE, 8x8 elementos espaçados $\lambda/2$, medida mono

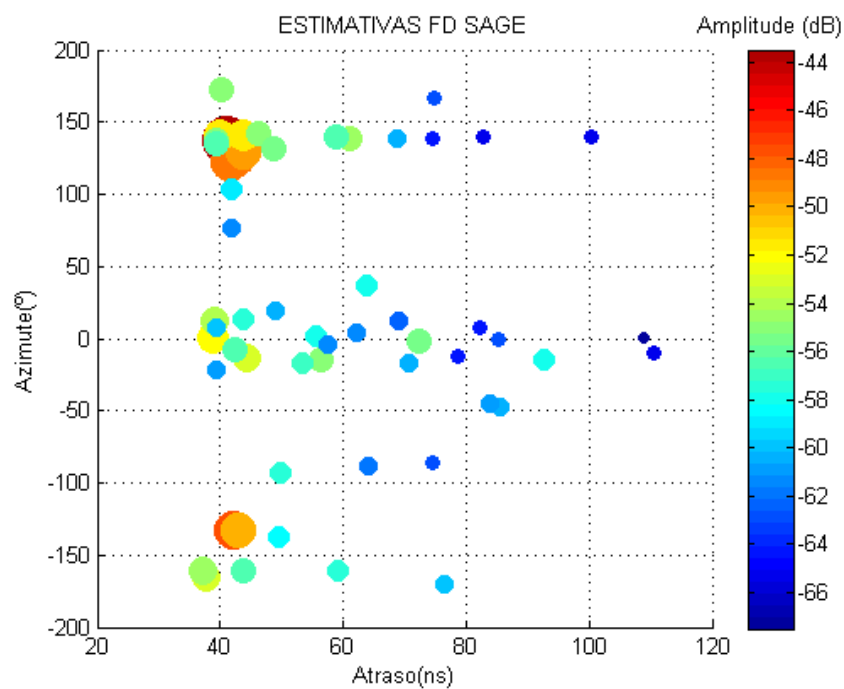


Figura 6.12: Estimativas SAGE: 8x8 elementos espaçados $\lambda/2$, medida multi

Agregado virtual de 20x20 elementos espaçados $\lambda/4$:

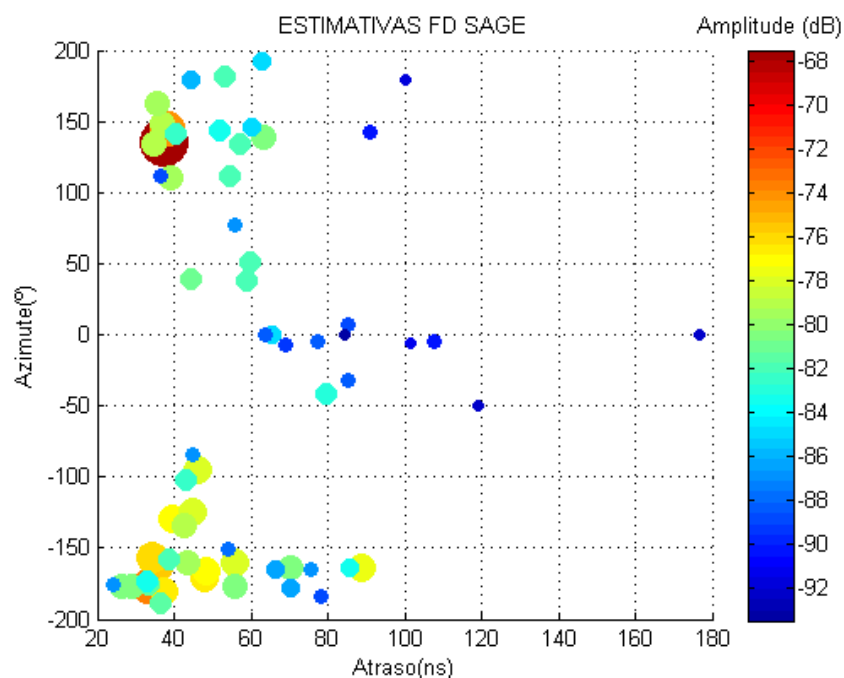


Figura 6.13: Estimativas SAGE: 20x20 elementos espaçados $\lambda/4$, medida mono

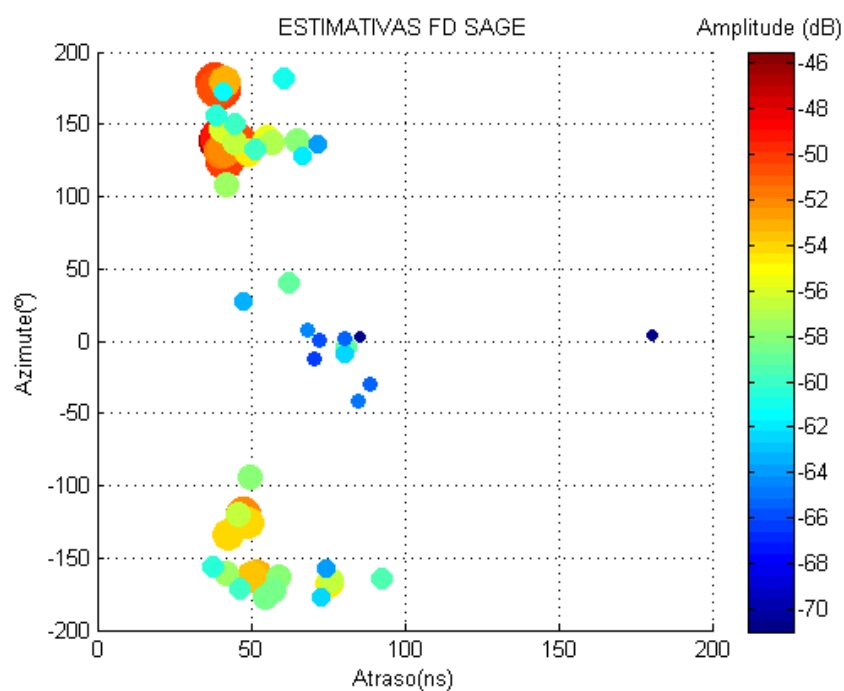


Figura 6.14: Estimativas SAGE: 20x20 elementos espaçados $\lambda/4$, medida multi

Agregado virtual de 20x20 elementos espaçados $\lambda/10$:

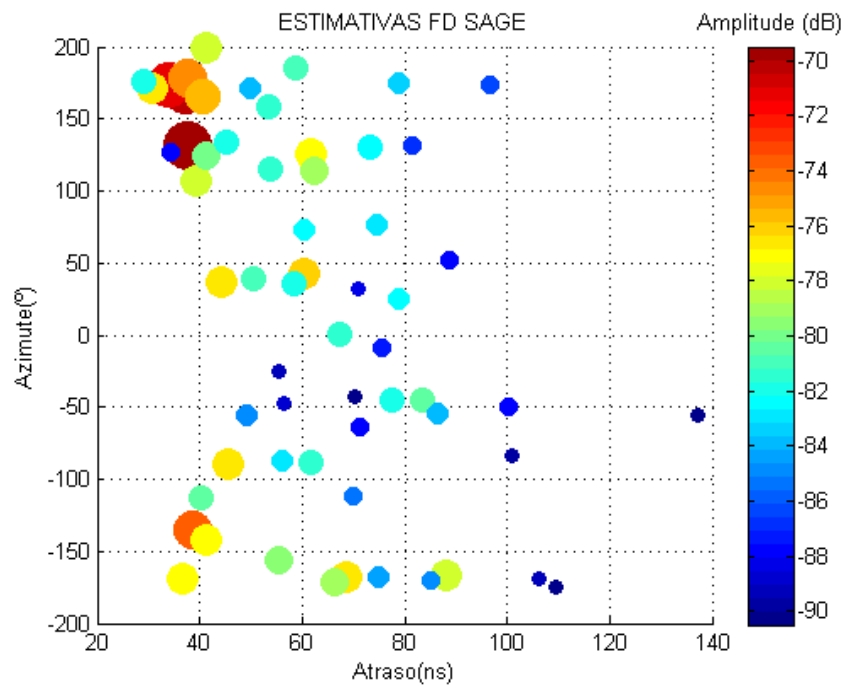


Figura 6.15. Estimativas SAGE: 20x20 elementos espaçados $\lambda/10$, medida mono

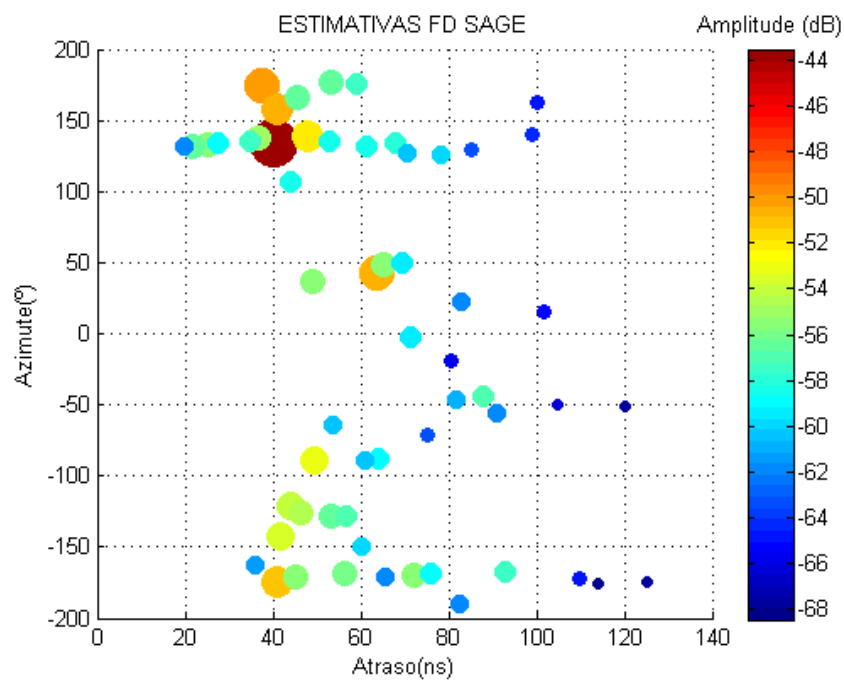


Figura 6.16: Estimativas SAGE: 20x20 elementos espaçados $\lambda/10$, medida multi

Na primeira das medidas (8x8 elementos no agregado virtual) pode observar-se, como na medida multi-antena, que o algoritmo pode identificar mais componentes, especialmente junto aos 0° de azimuth e como as que já foram identificadas na medida mono, agora possuem uma maior amplitude em dB. Na segunda das medidas (20x20 elementos espaçados $\lambda/4$) a medida multi-antena não proporciona um número maior de componentes mas mostra claramente um aumento de potência significativo na maioria delas esta mesma situação repete-se na terceira medida.

Com base nos resultados dos gráficos das distintas medidas pode dizer-se que o sistema multi-antena empregado resulta confiável para a captura de dados e posterior análise com o algoritmo SAGE.

Claramente existem diferenças entre as situações com uma e várias antenas quanto ao número de raios, especialmente nos que possuem uma menor amplitude, mas os de maior potência devidos ao raio principal e reflexões importantes (primeira e segunda ordem principalmente) aparecem nos dois tipos de medida embora com uma potência significativamente maior nas medidas multi-antena já que este sistema usa amplificação. É notória contudo uma extraordinária semelhança nos atrasos e nos ângulos em todas as situações apresentadas o que augura, sem qualquer dúvida, um futuro bastante promissor no sistema implementado.

Outro dos parâmetros a melhorar era o tempo de exploração já que no início deste relatório assumiu-se que o canal rádio era invariante no tempo. Se o tempo de exploração é reduzido e dependendo do local pode considerar-se que o entorno não sofreu variações e portanto o canal segue sendo o mesmo, mas quando o tempo aumenta o risco de que existam modificações no espaço de medida também aumenta.

Tabela 6.1: Resumo dos tempos de exploração

Medida	Tempo medida mono [mm:ss]	Tempo medida multi [mm:ss]
8x8 elementos espaçados $\lambda/2$	04:20	3:08
20x20 elementos espaçados $\lambda/4$	20:41	15:28
20x20 elementos espaçados $\lambda/10$	17:33	17:33

A Tabela 6.1 recolhe os tempos de exploração das provas realizadas, como se pode observar a melhora dos tempos depende em grande medida do espaçamento entre os elementos do agregado virtual. Isto é assim porque a separação entre os distintos elementos determina o número de movimentos dos motores.

7. Conclusões e linhas futuras

Na actualidade resulta evidente a importância de caracterizar o canal rádio, do seu estudo e análise depende um grande número de sistemas de comunicação actuais e futuros. Às vezes as simulações não são suficientes e torna-se imprescindível realizar medidas empíricas, e nesse ponto onde entra um sistema como o exposto nestas páginas: o *channel sounder*.

Um dos objectivos principais desta tese era validar uma nova arquitectura baseada em multiplas-antenas. No capítulo 6 pode comprovar-se a sua validade, já que pode considerar-se que os dados obtidos são equivalentes aos proporcionados por um sistema com apenas uma antena.

Outro dos objectivos foi diminuir o tempo de exploração, facto que é determinado em grande medida pelo espaçamento entre o número de elementos do agregado virtual e pela separação ($2,5 \lambda$) entre os elementos do agregado físico de quatro antenas. Por exemplo, nos casos em que o espaçamento é de $\lambda/2$ observa-se uma redução significativa do tempo de exploração, no entanto, nos casos em que o espaçamento é de $\lambda/10$ o tempo é exactamente o mesmo que no sistema composto por uma só antena.

A melhora da sensibilidade foi um dos objectivos secundários, apesar de que o incremento da sensibilidade resultou em apenas 4 dB podem existir situações onde este pequeno aumento seja determinante para poder levar a cabo as medidas.

Já que este campo resulta de grande interesse para as comunicações actuais e futuras é importante continuar investigando e melhorando este tipo de equipamentos para conseguir uma melhoria nos sistemas sem fios. Nos seguintes parágrafos relatam-se uma série de linhas futuras de trabalho que resultam interessantes para melhorar este *channel sounder* e os resultados obtidos graças a ele.

Em primeiro lugar recomenda-se um desenho mais compacto onde todas as antenas se construam sobre um mesmo PCB e por tanto possuam um plano de massa comum. Deste modo também podem ser colocados os sistemas de amplificação e comutação na face inferior o que proporcionaria uma melhoria significativa nas prestações do sistema e

evita um conjunto de conexões que tornam o sistema dispendioso, mais difícil de levar para o campo e com mais probabilidades de falhas

Face a melhorar o sistema e ampliar a sua versatilidade pode ser interessante modificá-lo de modo que permita empregar outro tipo de polarizações o que permitiria aumentar o âmbito de aplicação. Poder-se-ia também aumentar o número de antenas

Quanto à possibilidade de reduzir o tempo de exploração o melhor modo de atingir este objectivo é aumentar o número de antenas e estudar cuidadosamente a geometria do novo agregado para reduzir no máximo os tempos de exploração. Recomenda-se também redesenhar o algoritmo de exploração para minimizar o número de movimentos da plataforma de exploração.

Atendendo ao grande relevo que estão a ter na actualidade os sistemas MIMO pode resultar interessante replicar o sistema receptor para o transmissor (plataforma de posicionamento e diversidade nas antenas) com o fim de possuir um sistema de exploração do canal MIMO.

É de sobra conhecida a grande atenuação que sofrem os sinais de alta frequência nos cabos coaxiais. Para se aumentar o alcance poderia desenhar-se um sistema onde se transportasse até a antena transmissora um sinal de frequência intermédia e mediante um misturador elevar este à frequência de trabalho desejada, outro tanto poderia fazer-se no receptor. Nesta topologia proposta resulta de grande importância resolver o problema de empregar o mesmo sinal de referência em transmissão e recepção. A transmissão dos sinais de controlo e referências por fibra óptica poderia permitir a sondagem de canais com distâncias bem maiores.

A. Anexo I: Medições dos amplificadores com o analisador de espectros

De seguida incluem-se as figuras obtidas no processo de verificação dos amplificadores.

Amplificador número 2:

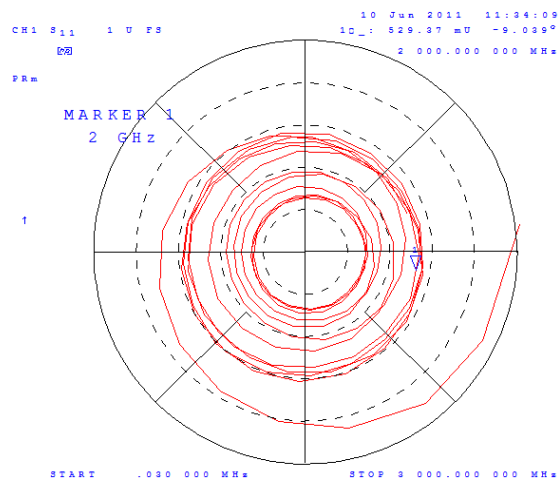


Figura A.1: Coeficiente de reflexão coordenadas polares: amplificador 2

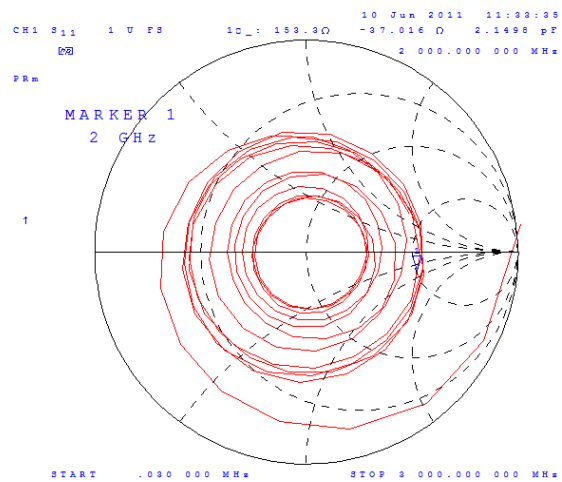


Figura A.2: Coeficiente de reflexão na carta de Smith: amplificador 2

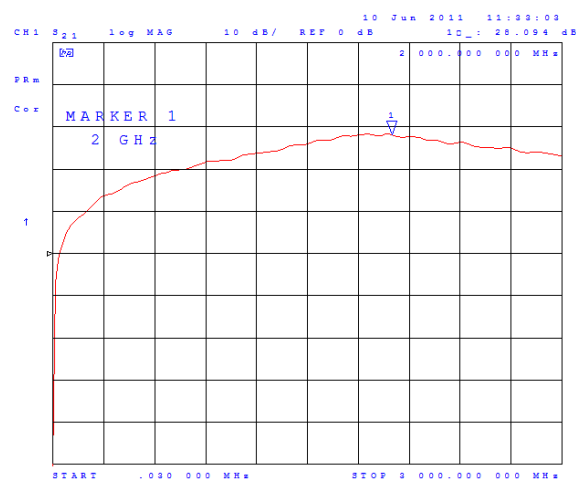


Figura A.3: Ganho unidades (dB): amplificador 2

Amplificador número 3:

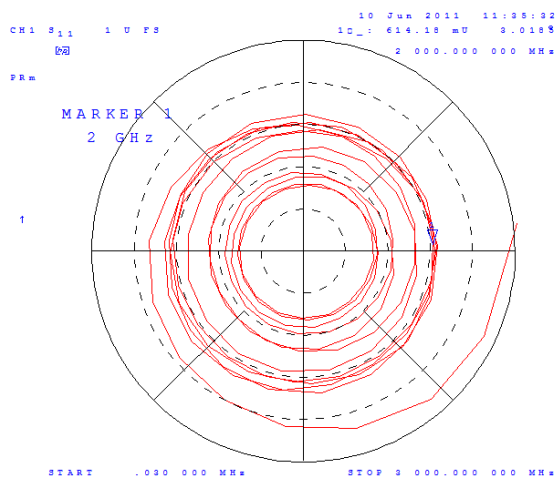


Figura A.4: Coeficiente de reflexão coordenadas polares: amplificador 3

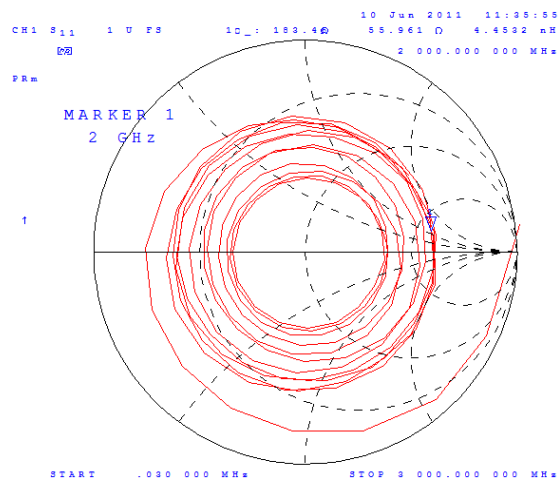


Figura A.5: Coeficiente de reflexão na carta de Smith: amplificador 3

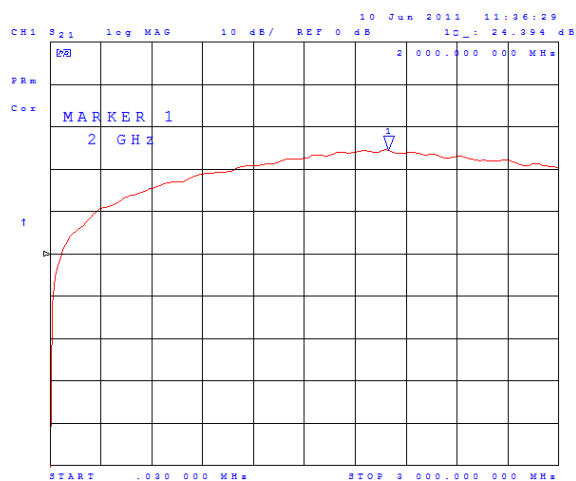


Figura A.6: Ganho (dB): amplificador 3

Amplificador número 4:

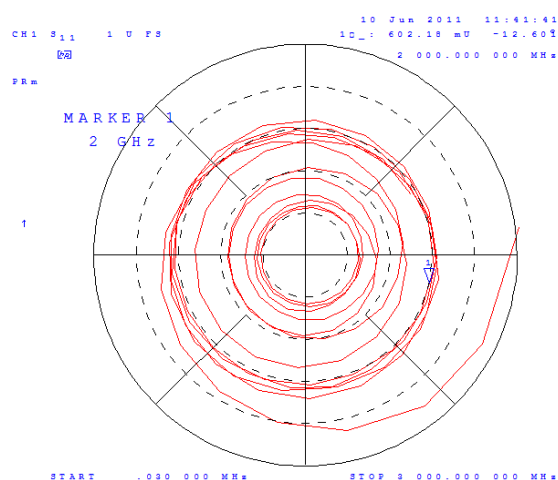


Figura A.7: Coeficiente de reflexão coordenadas polares: amplificador 4

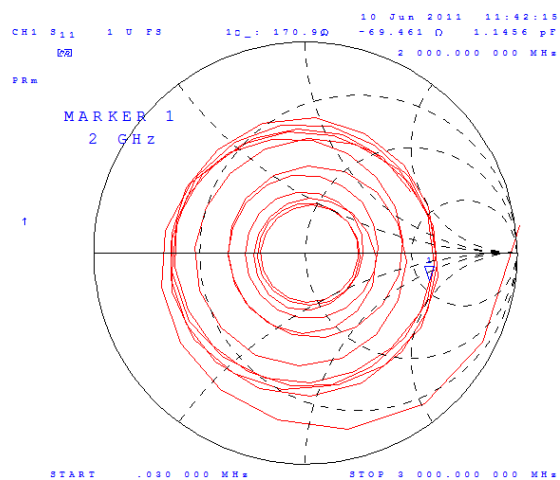


Figura A.8: Coeficiente de reflexão na carta de Smith: amplificador 4

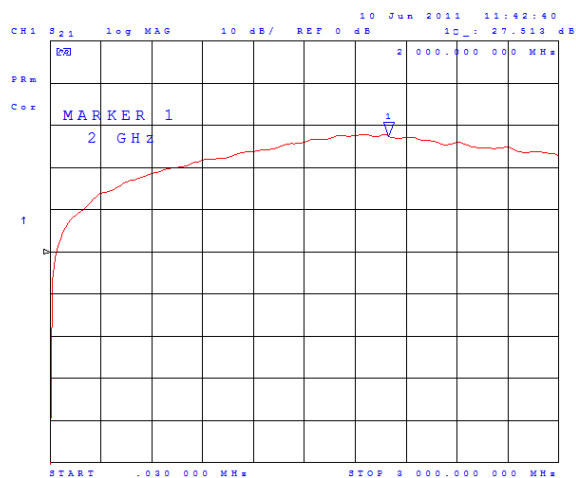


Figura A.9: Ganho (dB): amplificador 4

Amplificador número 5:

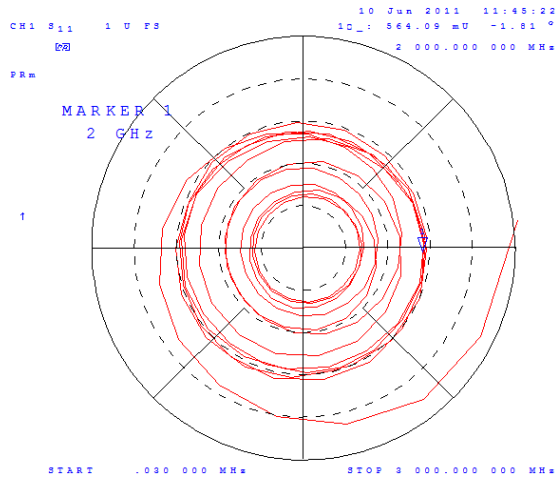


Figura A.10: Coeficiente de reflexão coordenadas polares: amplificador 5

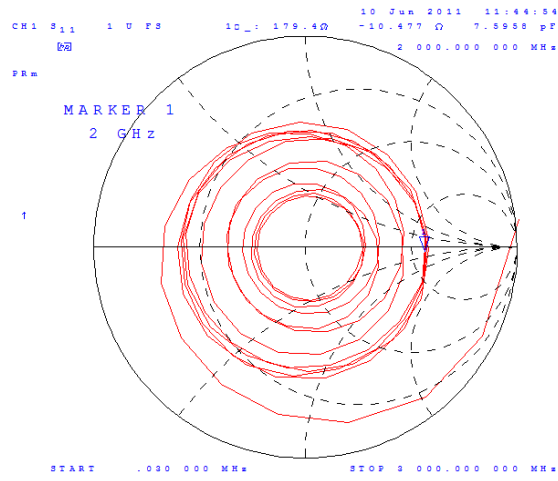


Figura A.11: Coeficiente de reflexão na carta de Smith amplificador 5

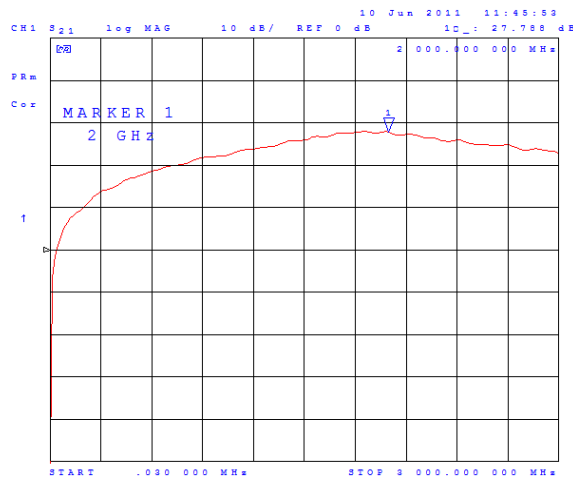


Figura A.12: Ganho (dB): amplificador 5

B.Anexo II: Medições dos *switchs* com o analisador de espectros

De seguida incluem-se algumas das medições obtidas com o analisador de espectros.

Placa de *switch* número 1:

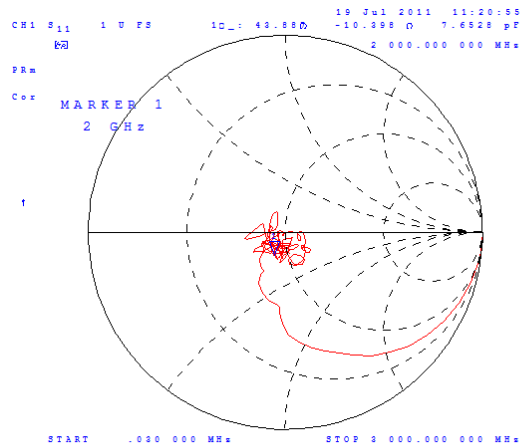


Figura B.1: Coeficiente de reflexão da entrada 2 do *switch* 1

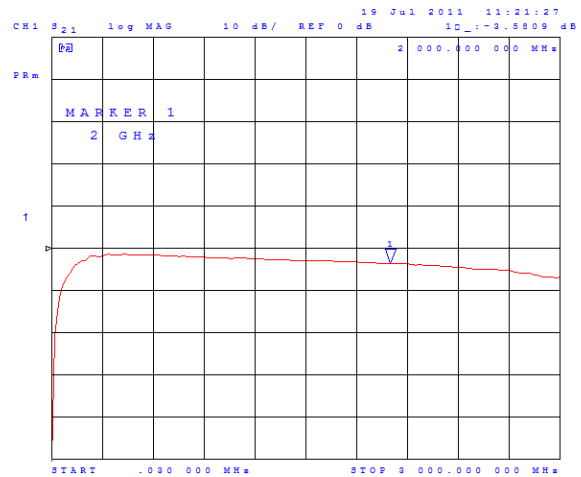


Figura B.2: Atenuação da entrada 2 do *switch* 1

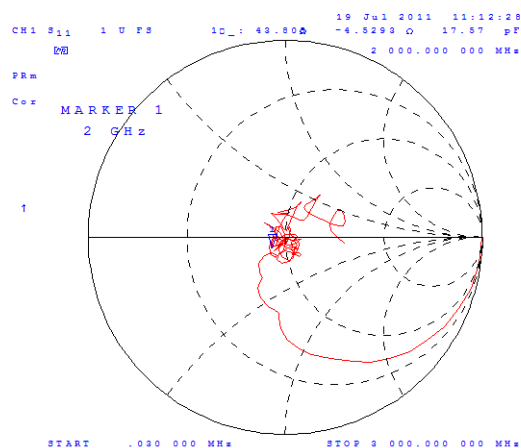


Figura B.3: Coeficiente de reflexão da entrada 3 do *switch* 1

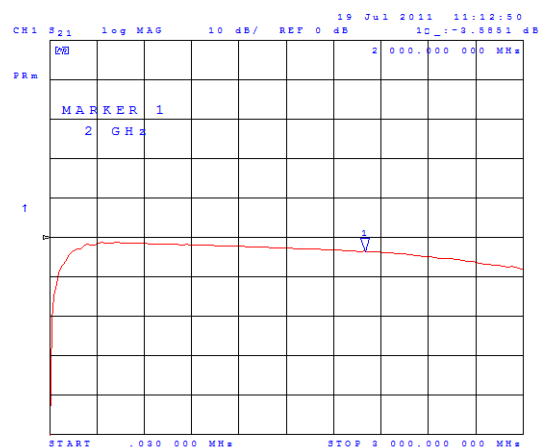


Figura B.4: Atenuação da entrada 3 do *switch* 1

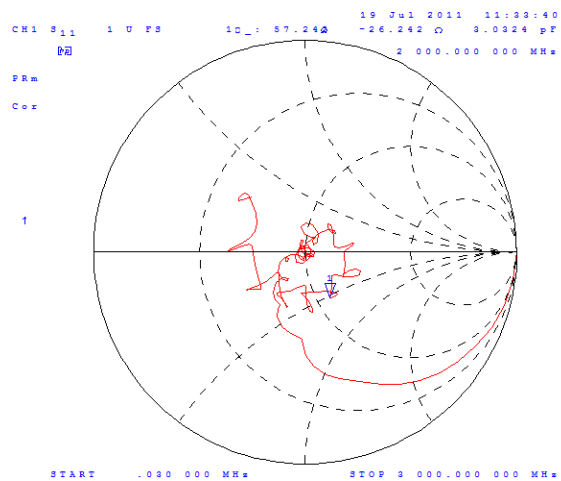


Figura B.5: Coeficiente de reflexão da entrada 4 do switch 1

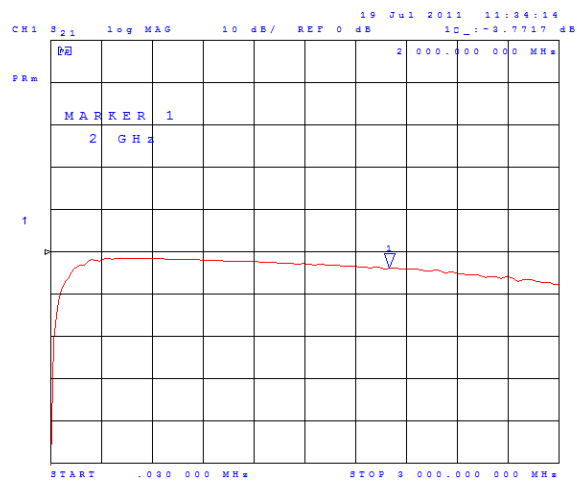


Figura B.6: Atenuação da entrada 4 do switch 1

Placa de switch número 2:

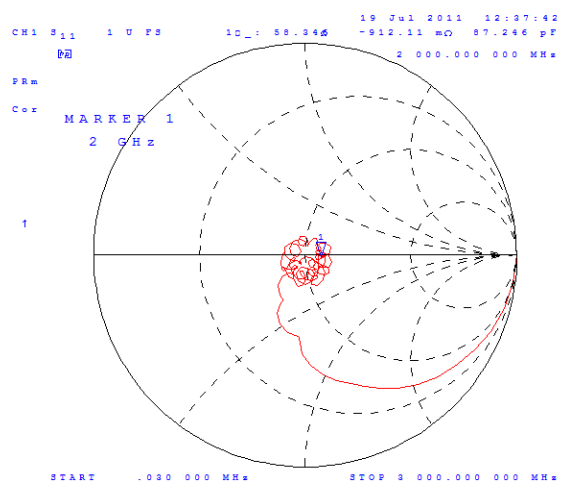


Figura B.7: Coeficiente de reflexão da entrada 1 do switch 2

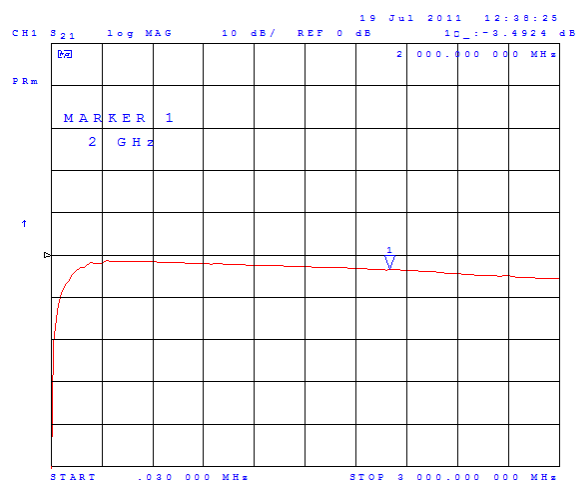


Figura B.8: Atenuação da entrada 1 do switch 2

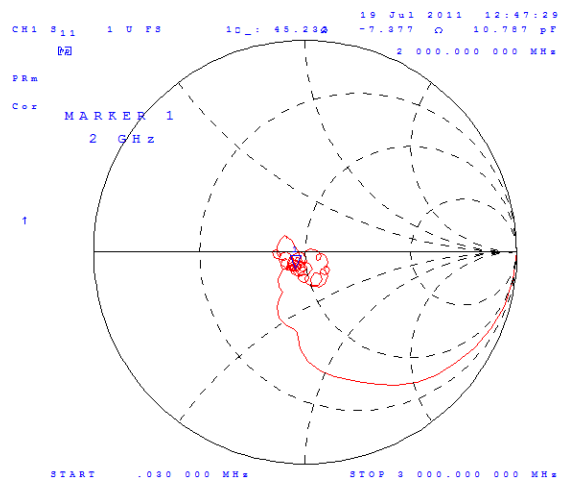


Figura B.9: Coeficiente de reflexão da entrada 2 do *switch 2*

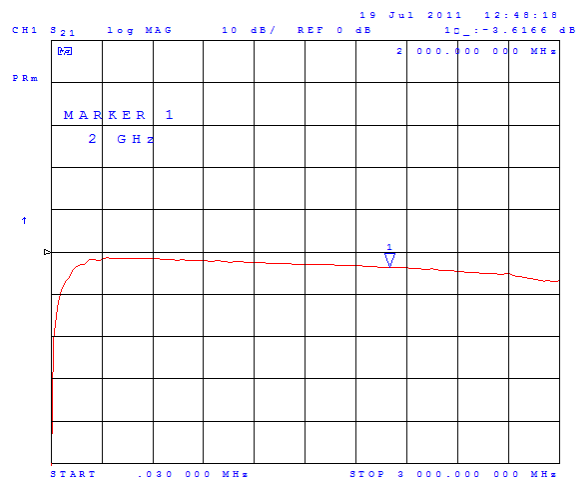


Figura B.10: Atenuação da entrada 2 do *switch 2*

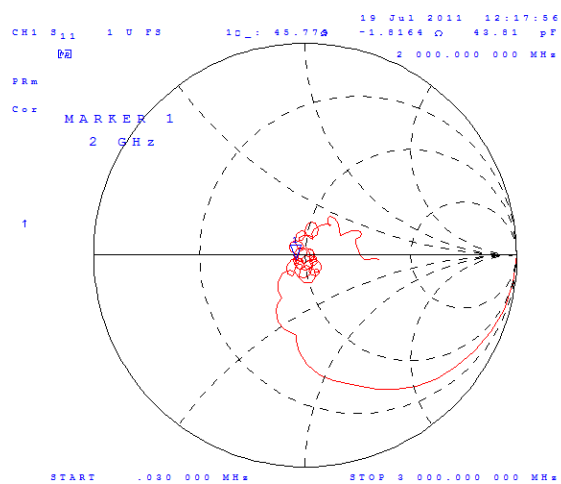


Figura B.11: Coeficiente de reflexão da entrada 3 do *switch 2*

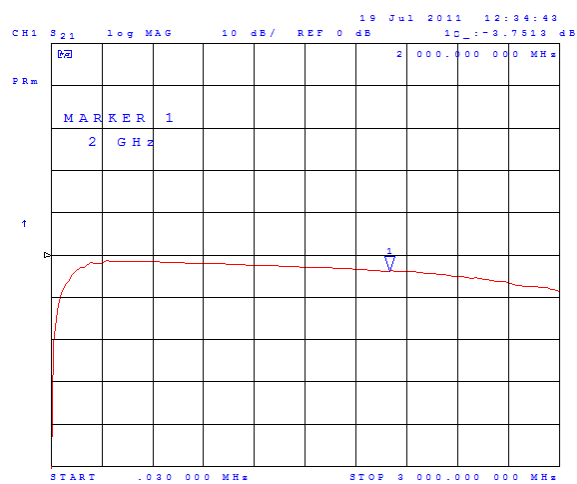


Figura B.12: Atenuação da entrada 3 do *switch 2*

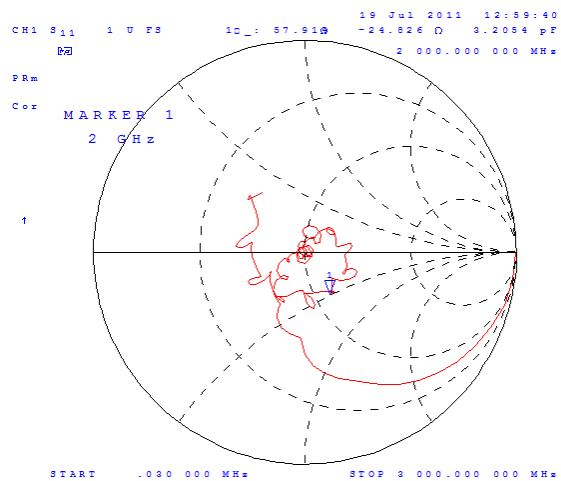


Figura B.13: Coeficiente de reflexão da entrada 4 do *switch 2*

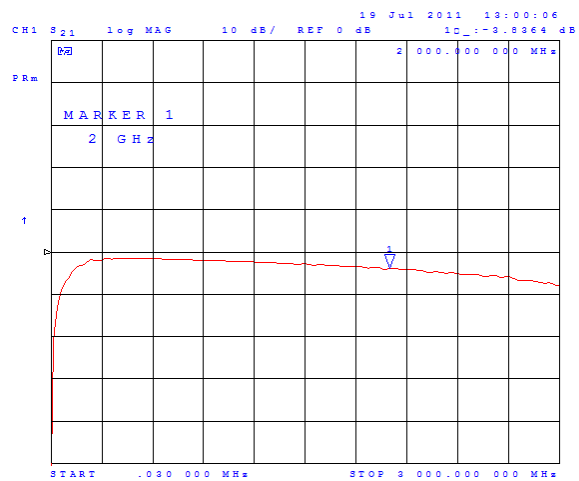


Figura B.14: Atenuação da entrada 4 do *switch 2*

Bibliografia

1. P. J. C. Marques, *Modelação do Canal de Propagação para Comunicações Móveis de Banda Larga*, in *Dessertação de Mestrado, Departamento de Electrónica e Telecomunicações, Universidade de Aveiro*. Abr. 1998.
2. G. Foschini, M.-G., *On limits of wireless communications in a fading enviroment when using multiple antennas*. *Wireles Personal Communications*, 1998: p. 311 - 335.
3. Shannon, C.E., *A Mathematical Theory of Communications*. Vols. Bell Systems Technical Journal, 1948. 27: p. 379-423 and 623-656.
4. Charan Langton, B.S., *Finfindg MIMO*. Oct 2011.
5. Parsons, J.D., D.A. Demery, and A.M.D. Turkmani, *Sounding techniques for wideband mobile radio channels: a review*. *Communications, Speech and Vision, IEE Proceedings I*, 1991. 138(5): p. 437-446.
6. Sarwate, D.V. and M.B. Pursley, *Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences*. *Proceedings of the IEEE*, 1980. 68(5): p. 593-619.
7. Karthaus, U. and R. Noe. *Influence of polarization on 30 GHz broadband radio channels*. in *Broadband Communications, 1998. Accessing, Transmission, Networking. Proceedings. 1998 International Zurich Seminar on*. 1998.
8. Parsons, J.D., *Chapter 8, The mobile radio propagation channel*. 2000, Wiley.
9. Salous, S., N. Nikandrou, and N.F. Bajj, *Digital techniques for mobile radio chirp sounders*. *Communications, IEE Proceedings-*, 1998. 145(3): p. 191-196.
10. Rocha, S.M.a.A. *A "Poor Man" System for Directional Channel Measurements Using a Synthetic Array*. in *Proc. of the IASTED International Conference Communication Systems and Networks*. 2002. Málaga, Spain.
11. Zaghloul, H., et al. *Measurement of the frequency response of the indoor channel*. in *Circuits and Systems, 1990., Proceedings of the 33rd Midwest Symposium on*. 1990.
12. *RUSK MIMO Produktinfo MEDAV*. 9, Dec, 2011]; Available from: <http://www.channelounder.de/ruskchannelounder.html>.
13. *MEDAV GmbH*. Available from: <http://www.medav.de>.
14. Sugizaki, D., N. Iwakiri, and T. Kobayashi. *Ultra-wideband spatio-temporal channel sounding with use of an OFDM signal in the presence of narrowband interference*. in *Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS), 2010 4th International Conference on*. 2010.
15. Dave Laurenson, P.G., *A review of radio channel sounding techniques*, in *14th European Signal Procesing Conference (EUSIPCO 2006)*. 2006: Florence, Italy.
16. Balanis, C.A., *Chapter 6: Arrays: Linear, Planar and Circular. Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons. 1989.
17. *LabVIEW, Software*. Available from: <http://www.ni.com/labview/>.
18. *Matlab, Software*. Available from: <http://www.mathworks.com/>.
19. *Analog Devices, Datasheet*. Available from: <http://www.analog.com/>.
20. *Avago Technologies, Datasheet*. Available from: <http://www.avagotech.com/>.
21. *Skyworks Solutions, Inc., Datasheet*. Available from: <http://www.skyworksinc.com/>.
22. *Mini-Circuits, Datasheet*. Available from: <http://www.minicircuits.com/>.
23. *RFMD, Datasheet*. Available from: <http://www.rfmd.com/>.
24. *Eagle, Software*. Available from: <http://www.cadsoftusa.com/>.
25. Schneider, M.V., *Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits*. The Bell System Technical Journal, May 1969. 48(5): p. 1421-1444.
26. *Eurocircuits*. Available from: <http://www.eurocircuits.com/>.

27. NEMA Standards Publication NO. LI 1-1998, in *Industrial Laminated Thermosetting Products*. 1998.
28. Kirschning, M., R.H. Jansen, and N.H.L. Koster. *Measurement and Computer-Aided Modeling of Microstrip Discontinuities by an Improved Resonator Method*. in *Microwave Symposium Digest, 1983 IEEE MTT-S International*. 1983.
29. Goldfarb, M.E. and R.A. Pucel, *Modeling via hole grounds in microstrip*. *Microwave and Guided Wave Letters*, IEEE, 1991. 1(6): p. 135-137.
30. Balanis, C.A., *Chapter 5; Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons. 1989.
31. Beatty, R.W., *Insertion loss concepts*. *Proceedings of the IEEE*, 1964. 52(6): p. 663-671.
32. Hill, D.A., K.H. Cavcey, and R.T. Johnk, *Crosstalk between microstrip transmission lines*. *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on*, 1994. 36(4): p. 314-321.
33. Kirschning, M. and R.H. Jansen, *Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines*. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 1984. 32(1): p. 83-90.
34. Scilab, Software. Available from: <http://www.scilab.org/>.
35. Mota, S.d.J., *Caracterização do canal de propagação direccional em banda larga para sistemas rádio móvel* in *Tese de mestrado: Engenharia Electrónica e Telecomunicações, Departamento de Electrónica e Telecomunicações da Universidade de Aveiro*. 2003.
36. Gupta, I. and A. Ksienski, *Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays*. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 1983. 31(5): p. 785-791.
37. Yanhua, R., et al. *3.52-GHz MIMO radio channel sounder*. in *Communications, Circuits and Systems, 2008. ICCCAS 2008. International Conference on*. 2008.
38. Sato, T. and R. Kohno. *New Calibration Matrix Calculation Method for Removing the Effect of Mutual Coupling for Uniform Linear Arrays*. in *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd*. 2006.
39. Maruyama, Y. and T. Sato. *An experimental evaluation of antenna array calibration to compensate the mutual coupling effect*. in *Wireless Information Technology and Systems (ICWITS), 2010 IEEE International Conference on*. 2010.
40. Farhat, H. *Antenna Arrays Design and Calibration for High Resolution MIMO Channel Sounding at 3.5 GHz*. in *Vehicular Technology Conference, 2007. VTC-2007 Fall. 2007 IEEE 66th*. 2007.
41. P. Lehne, F.A., J.-C.Bic, P. Pajusco, M. Grigat, I. Gaspard, U. Martin, *Calibration of mobile radio channel sounders*. COST 259, Duisburg, Germany, Sept. 1998. TD-98.